

Title : Control Circuit Design for Stepping Motor

Author : Kuniaki Makabe

Publication date : May, 1987

Publisher : CQ Publishing Co., Ltd., JAPAN

5

In the bipolar driving:

There is a method to drive stepping motors, in addition to the unipolar driving that has a simple composition as described above, called the bipolar driving that improves the torque at low-speed areas although its circuit becomes more complicated.

With this bipolar driving, the driving is carried out as though currents are made to flow through the coil of the motor alternately. Fig. 2.6 shows a bipolar driving circuit called the bridge type. As can be seen in this circuit, it requires two times the number of transistors required for the unipolar driving.

Further, the way of winding the coil of the motor is also different, with such construction being used that 2 coils are wound in tiers in the same direction, and only terminals are separately taken out. Among them, the one in which 1 wire is wound continuously is called the monofilar winding, and the one in which 2 wires are simultaneously wound in tiers is called the bifilar winding, and the latter is featured by higher positioning precision due to the fact that, in the case of the bifilar winding, the 2 coils have the same inductance as shown in Fig. 2.7.

Fig. 2.5<sup>(34)</sup> 1-2 phase excitation in the unipolar driving

25

(a) Excitation sequence

Step 1

Step 2

Step 3

5 Step 4

Phase A

Phase B

Phase C

Phase D

10

(b) Movement of rotor

Step

Current

Position of rotor

15

Fig. 2.6 <sup>(34)</sup> An example of the bipolar driving circuit

R: Resistor for preventing excessive currents

Fig. 2.7 Bifilar winding of the stepping motor

20 Rotor

## Advantages and disadvantages of the unipolar driving and the bipolar driving

With the bipolar driving, although the circuit becomes more complicated as compared with the unipolar driving, the coils are thoroughly  
5 exploited, and especially because the current is flowed in the alternate directions, the PM type stepping motor that uses a permanent magnet has better efficiency as a result of an increase in torque of about two times.

Further, in the case of the unipolar driving, when the current is turned OFF (is made to be in the non-excited state), diodes, zenor diodes or others  
10 are used to eliminate the reverse electromotive force that flows through the coil, and as a result, the magnetic energy of the motor is consumed in such diodes or zenor diodes as well as in the coil.

Whereas in the bipolar driving, the current generated in the coil by the reverse electromotive force when it is shifted from Step 1 to Step2, goes  
15 through Diode  $D_4 \rightarrow$  Coil  $\rightarrow$  R  $\rightarrow$   $D_1$  to charge Power Supply E as shown in Fig. 2.6 with the dotted line. Therefore, the magnetic energy of the motor is thus fed back to the power supply, and the bipolar driving has better efficiency than the unipolar driving in this regard as well.

# ステッピングモータの 制御回路設計

実用のための基礎技術とマイコンによる制御技術

真壁國昭 著

CQ出版社

## 第2章

# モータを運転するための基本技術

ステッピング・モータを運転するには、第1章1.2の実験で行った、手動でスイッチを切り替えるという方法もあります。しかし、モータを手動で1.8°だけ回転させたい、などという特殊な場合を除けば、手でスイッチを切り替える方法は非現実的です。実際には電子的な回路、すなわちICを組み合わせてモータの励磁回路を作ってやることとなります。また、複雑な要素をもつ正確な位置決め用途に使う時などは、マイクログリッドピッチとの組み合わせによる方法も必要になります。

そこで、この章ではモータを電子的に制御するための基本技術について紹介することになります。

## 2.1 ステッピング・モータの相励磁とは

ステッピング・モータを駆動するときには、まずモータの相励磁について理解しておく必要があります。使おうとするモータは何相モータか、どんな励磁方法にすべきかという点を誤ると、正確な回転をさせることができません。そこで、モータの内部に少し立ち入って、モータの相励磁のしくみから考えてみましょう。

### ●モータの巻線構造から決まる

ステッピング・モータの駆動方法は、その巻線コイルにどのような形で電流を流すかによって区別されています。これはモータの種類によっても異なりますが、もともと多く使われているPM型と呼ばれるステッピング・モータで、ステップ角90°の場合を例にして説明します。

図2.1がPM型4相モータの巻線構造です。ステップ角は90°ですが、角度の小さいモータでも、基本的な構造や考え方は同じです。この例の場合は、それぞれ相対する固定子(ス

図2.1<sup>(34)</sup> ステッピング・モータの巻線構造 (PM 型)

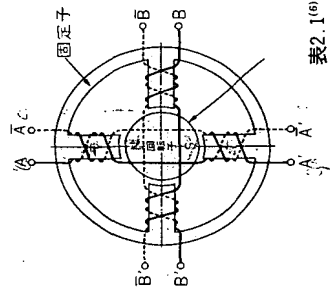


図2.2 ユニポーラ駆動回路例

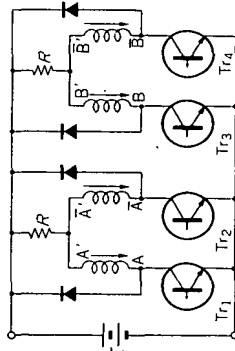


表2.1<sup>(6)</sup> 4相モータのユニポーラ駆動

	内 容	ステッピング角	入 力	特 徴	入力パルスと各相電流の関係
ユニポーラ	常に一つの相だけに電流を流していく方式。	$\theta$ (フル・ステップ)	P	入力が1相のみなのでモータの温度上昇が低く、電源が小さくてよい。出力トルクは大きい。ステップしたときに減速振動が生じやすいので、広範囲のステッピング・レートで回転させるときは注意を要する。	
ユニポーラ	常に二つの相に電流を流していく方式。	$\theta$ (フル・ステップ)	2P	常に2相が励磁されるため、起動トルクが与えられ乱調が生じにくい。相切り替え時必ず1相は励磁されているので、動作時に制動効果がある。ただし、モータの温度上昇があり、1相励磁に比較して倍の電源容量を必要とする。	
ユニポーラ	一つの相と二つの相を交互に電流を流していく方式。	$\theta/2$ (ハーフ・ステップ)	1.5P	1相、2相励磁の中間の特徴をもち、ステップ角が1相、2相に比較して1/2になる。応答ステッピング・レートは1相、2相励磁の2倍になる。	

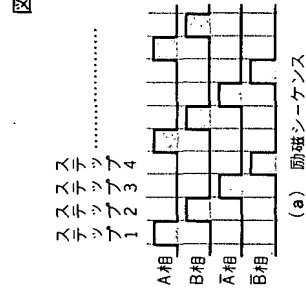


図2.3<sup>(34)</sup> ユニポーラ駆動1相励磁

ステップ	1	2	3	4
電流	$A \rightarrow A$	$B \rightarrow B$	$A \rightarrow A$	$B \rightarrow B$
回転子の位置				

(b) 回転子の動き

の歯はN, Sに励磁されます。この時、B側には電流が流れれていないので、B側のステータの歯は非励磁ですが、A側の励磁に伴い、回転子（ロータ）の永久磁石はそれぞれNとS, SとNが引き合い、安定した位置で停止します。

次にステップ2に進むと、先にONしていた $Tr_1$ はOFFになり、代わりに $Tr_3$ がONになります。 $Tr_3$ がONになることで、 $B' \rightarrow B$ のコイルに電流が流れ、今度は $90^\circ$ ずれている固定子が励磁されます。そして、時計でいえば今まで12時の位置にあったS極が、3時の位置に入れ代わります。N極も同様に6時の位置から9時の位置に変わります。

そして、励磁位置が移動したことで、回転子も時計回りに引っぱられ、 $90^\circ$ 回転することになります。

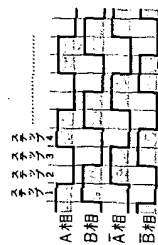
さらに、ステップ3では、 $Tr_2$ がONして $\bar{A}' \rightarrow \bar{A}$ のコイルに電流を流します。この時、固定子の歯は $A' \rightarrow A$ のときと同じですが、コイルの巻いてある方向が $A' \rightarrow A$ と逆なので、励磁によってできる極は $A' \rightarrow A$ の場合と逆になります。つまり、12時の位置がN極、6時の位置がS極になり、回転子も励磁極と引き合ってさらに $90^\circ$ 時計方向に進みます。

ステップ4は $\bar{B}' \rightarrow \bar{B}$ のコイルに電流が流れます。そして、同様な理由で回転子は $90^\circ$ 進みます。このように、ステップ1～4の励磁を繰り返すことによって、モータを $90^\circ$ ずつ進めて回転させることができます。

#### 4相モータの2相励磁動作

図2.4が2相励磁の動きです。2相励磁の場合は、A, B側のコイルが同時に1本ずつ励磁されます。

まずステップ1では、 $A' \rightarrow A$ ,  $B' \rightarrow B$ のコイルに電流が流れます。固定子（ステータ）の極は、1相励磁のように12時、3時がS極、6時と9時の位置がN極に励磁されます。そして、その結果として、回転子（ロータ）のN極は12時と3時のS極の中間の位置で停



(a) 励磁シーケンス

ステップ	1	2	3	4
電流	$A' \rightarrow A$ $B' \rightarrow B$	$\bar{A}' \rightarrow \bar{A}$ $B' \rightarrow B$	$\bar{A}' \rightarrow \bar{A}$ $\bar{B}' \rightarrow \bar{B}$	$B' \rightarrow B$ $A' \rightarrow A$
回転子の位置				

(b) 回転子の動き

止します。

次にステップ2ではA相のコイルが切り替わり、 $\bar{A}' \rightarrow \bar{A}$ に電流が流れます。そして、12時の極がN, 6時の極がSになります。その結果、回転子のN極は12時のN極と反発し、3時と6時のS極の中間位置に安定します。

このようにして、回転子は時計方向に $90^\circ$ 回転するわけです。ステップ3, ステップ4でも同じように2相ずつ同じ極に励磁され、回転子の極がその中間の位置で停止しながら回転するようになります。

なお、2相励磁は1相励磁に比較して2倍の電流が流れます。しかし、コイルの2相が励磁されていますので、1相励磁に比べると停止時のオーバーバシユートやアンダシユートが小さく、過渡特性は良くなります。

#### ● 4相モータの1-2相励磁動作

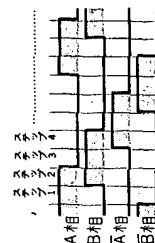
図2.5の1-2相励磁は、前述の1相励磁と2相励磁とを交互に繰り返すものです。したがって、回転子はステップごとに $45^\circ$ 回転します。つまり、ステップ角はメーカーの表示する角の $1/2$ になります。

1-2相励磁は1相励磁と2相励磁の特性をもち合わせ、ステップ・レートは倍になります。

#### ● バイポーラ駆動では

ステップング・モータの駆動には、前述したような簡単な構成ですむユニポーラ駆動のほかに、回路は複雑になりますが、低速領域でのトルクを改善するバイポーラ駆動と呼ぶ方法があります。

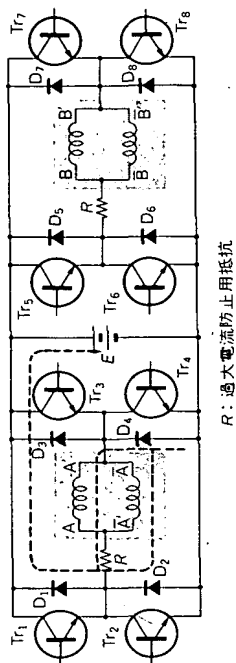
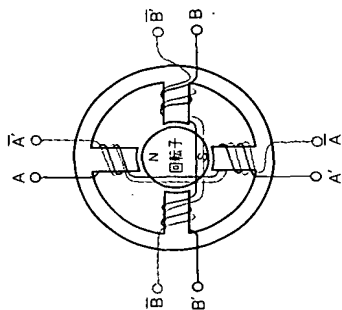
このバイポーラ駆動は、モータのコイルに交互に電流を流すようにドライブします。図

図2.5<sup>(a)</sup> ユニポーラ駆動1-2相励磁

(a) 励磁シーケンス

ステップ	1	2	3	4
電流	$A' \rightarrow A$ $B' \rightarrow B$	$\bar{A}' \rightarrow \bar{A}$ $B' \rightarrow B$	$\bar{A}' \rightarrow \bar{A}$ $\bar{B}' \rightarrow \bar{B}$	$B' \rightarrow B$ $A' \rightarrow A$
回転子の位置				

(b) 回転子の動き

図2.6<sup>(34)</sup> バイポーラ駆動回路例図2.7 ステッピング・モータの  
バイファイラ巻き

2.6に、ブリッジ型と呼ばれるバイポーラ駆動回路を示します。回路を見てもわかるように、ユニポーラ駆動に比較して2倍の数のトランジスタを必要とします。

また、モータのコイルの巻き方も異なり、2本のコイルを同じ方向に重ねて巻き、端子だけを別個に取り出すような構造が用いられています。このうち、1本のコイルを連続的に巻いたものはモノファイラ巻きと呼び、2本同時に重ねて巻いたものをバイファイラ巻きと呼んでいます。図2.7のように、バイファイラ巻きのほうが2本のコイルのインダクタンスが等しくなるので、結果として位置決め精度が良くなるという特徴をもっています。

このバイポーラ駆動にも、ユニポーラ駆動と同様に1相励磁と2相励磁、1-2相励磁があります。バイポーラ1相励磁は効率の面から使われることが少なく、2相励磁と1-2相励磁が主流です。そして、励磁方式によるステップ角の違いから、2相励磁のことをフル・ステップ駆動、1-2相励磁のことをハーフ・ステップ駆動とも呼んでいます。表2.2にバイポーラ駆動方式の特徴を示します。

## 2.1 ステッピング・モータの相励磁とは

表2.2 4相モータのバイポーラ駆動

内 容	ステッピング角	入 力	特 徴	入力パルスと各相電流の関係
バイポーラ 1 相 励 磁 常に1組(2相)の相だけに電流を流す方式、(電流方向は交互に変化する)	$\theta$ (フル・ステップ)	P	4相巻線の2相(1組)だけが励磁される方式で、角度精度がよい。電源が小さいものでよいが、2本の巻線が直列に接続されるので2倍の電圧を必要とする(バイポーラ・ドライブ共通の特徴)。ただし、全コイルの1/2しか使用してはいないので、利用効率がよくバイポーラ・ドライブでは利用されていない。	入力パルス A相 A相 B相 B相 正方向電流 逆方向電流
バイポーラ 2 相 励 磁 常に2組の相に電流を流す方式、(電流方向は交互に変化する)	$\theta$ (フル・ステップ)	2P	4相巻線のすべてが励磁される方式でダンピング特性がよい。ユニポーラ・ドライブに比較して低速時のトルク特性が優れているが、高速になるとコイルが直列に接続されているため、 $L$ が大きき時定数が低く、逆にトルクが低くなる欠点ももっている。コイルの利用率が最も高い。	入力パルス A相 A相 B相 B相
バイポーラ 1-2 相 励 磁 1組の相と2組の相を交互に電流を流す方式、(電流方向は交互に変化する)	$\theta/2$ (ハーフ・ステップ)	1.5P	4相巻線のうち2相、4相の励磁が交互に励磁される方式で、バイポーラ1相、2相励磁の中間の特徴をもっている。ステップ角は1/2になる。ユニポーラ・ドライブに比較して複雑な制御回路を必要とする。	入力パルス A相 A相 B相 B相

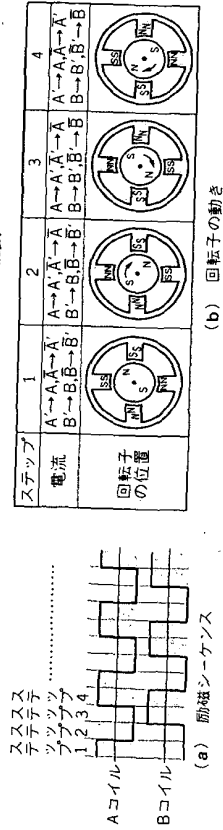
## ●バイポーラ・フル・ステップ駆動

図2.8にバイポーラ・フル・ステップ駆動の励磁シーケンスと回転子の動きを示します。この方法は常にすべてのコイルに電流を流すものですが、シーケンス図の上半分はA'→AとA'→A'方向、下半分はA→A'、A→A'の方向に電流を流すように表現しています。もちろん、Bコイル側も同様です。

ステップ1では図2.6におけるTr<sub>3</sub>とTr<sub>2</sub>、Tr<sub>6</sub>とTr<sub>7</sub>がONし、電流はAコイル側が



図2.8<sup>(a)</sup> バイポーラ・フル・ステップ駆動



次にステップ2では、 $Tr_1$ と $Tr_4$ 、 $Tr_5$ と $Tr_6$ がON、ほかはOFFとなります。そして、ステップ1での電流とは反対方向のコイルに電流が流れます。その結果、時計でいえば12時と9時がN極に、3時と6時がS極になります。また、回転子のN極が3時と6時の中間点に、S極が9時と12時の中間点で停止するようになります。

そして、以下各ステップごとにコイルに流す電流の方向を変えることによって、回転子を90°ずつ回転させることができます。

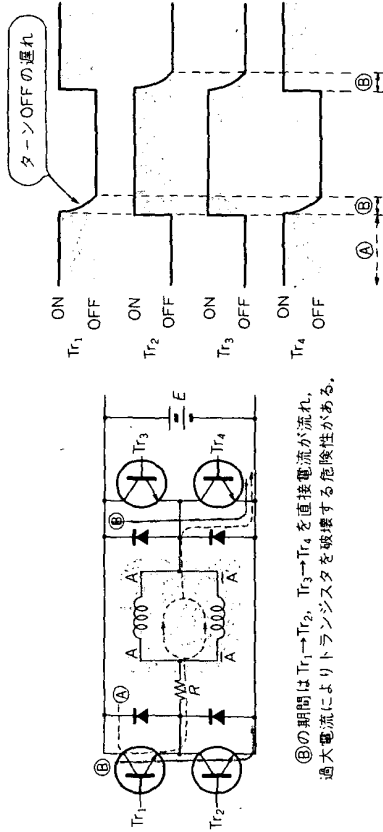
### ユニポーラ駆動とバイポーラ駆動との得失

バイポーラ駆動はユニポーラ駆動に比較して回路が複雑ですが、コイルを逆はせることなく利用しており、特に電流を交互方向に流すために、永久磁石を用いたPM型ステッピング・モータでは、トルクが約2倍に増大して効率が良くなります。

また、ユニポーラ駆動では電流OFF（非励磁にする）時に、コイルに流れる逆起電力を速く消滅させるのにダイオードや定電圧ダイオードなどを用いますが、その結果モータの磁気エネルギーが、ダイオードや定電圧ダイオード、さらにコイル内で消費されることとなります。

しかしバイポーラ駆動の、ステップ1からステップ2に移行した時にコイルに発生する逆起電力による電流は、図2.6の点線に示したように、ダイオード $D_1$  → コイル →  $R$  →  $D_1$ を通り電源 $E$ を充電する形になります。したがって、モータの磁気エネルギーは、電源にフィードバックされるようになるわけで、この点からもバイポーラ駆動はユニポーラ駆動に比較して効率が良くなっています。

図2.9 バイポーラ駆動の注意点

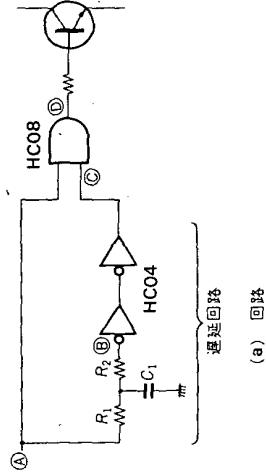


ただし、バイポーラ駆動で注意しなければならないことは、図2.9に示すように励磁相の切り替え時に生じるトランジスタのターンオフの遅れ（瞬間ではあるが）です。これは、すべてのトランジスタがONになる時間が生じることであり、場合によっては電源電流が、すべてトランジスタに流れ、トランジスタを破壊してしまう危険性があります。注意が必要です。

この防止策としては、図2.9に示した上下のトランジスタ間に過大電流防止用の抵抗 $R$ を入れるか、ステップ移行時にONするトランジスタに、それぞれ時間遅れをもたせて動作させるなどの対策が必要になります。ステップ移行時の簡単な遅延回路の例を図2.10に示します。

このように、バイポーラ駆動は性能的には多くのメリットがあるわけですが、外部回路が複雑になる傾向にあるため、一般にはユニポーラ駆動が多く利用されています。

図2.10 トランジスタのON遅延回路



### 相励磁方法による角度-トルク特性の違い

さて、ステッピング・モータを励磁するには、ユニポーラ駆動において、

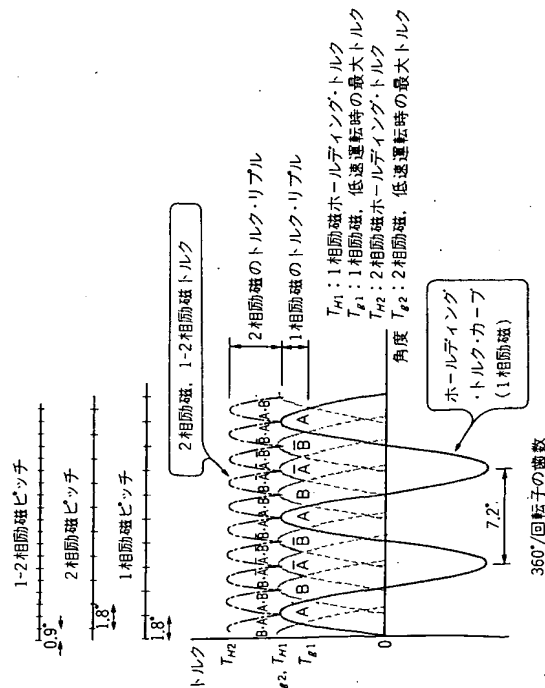
- ・ 1 相励磁
- ・ 2 相励磁
- ・ 1-2 相励磁

という主に三つの励磁方式がありました。それぞれにどんな特徴があるのかをもう少し見てみることにしましょう。

図2.11 にステッピング・モータの、1 相励磁と 2 相励磁における角度-トルク特性を示しますが、回転のピッチ間にリプル（脈動）をもっていることがわかります。この波形は正弦波で近似でき、リプルの周期は回転子の歯のピッチに等しくなります。ステップ角が  $1.8^\circ$  のモータでは歯数が 50 です。周期は  $7.2^\circ$  になり、A 相に続いて B 相、 $\bar{A}$  相、 $\bar{B}$  相の順に  $1.8^\circ$  ずれた形になります。

この図でわかるように、1 相励磁の場合は相切り替え時にトルクが低くなり、次の相励磁で再び立ち上がるカーブになります。また、2 相励磁では励磁相のトルクの合成になります。この部分は図では一点鎖線で示してあります。隣り合う山のピッチは  $1.8^\circ$  で、トルクの大きさは 1 相励磁に比べて約  $\sqrt{2}$  倍になるのが特徴です。

図2.11<sup>(2)</sup> 相励磁方法と角度-トルク特性の違い



また、1-2 相励磁では、2 相が励磁されている場合に一点鎖線の山に、次の 1 相励磁では谷の位置のトルクになります。したがって、トルクそのものは 2 相励磁のカーブと同じになります。

さらに、2 相励磁駆動の場合は、次の安定位置 ( $1.8^\circ$  ピッチ) に移動する途中でトルクが低下 (谷) するポイントがあります。これに対し、1-2 相励磁駆動では、安定位置 ( $0.9^\circ$  ピッチ) でトルクの差がありますが、移動間隔が短いので、移動途中でのトルクの谷がなく、過渡特性が良くなります。

## 2.2 相励磁回路の作り方

前述のようにステッピング・モータには、相の励磁方式によっていくつかの種類と励磁シーケンスの組み合わせがあります。そして、それぞれのモータは、あらかじめ設定した励磁方式に従った順序で電流を流すように制御しなければなりません。これは、ロジック IC を組み合わせることによって実現できますが、最近では専用の IC も多く使われるようになってきました。

ここでは、現在もっとも多く使用されている 4 相ステッピング・モータの制御法を中心に紹介することにします。

### ● 相励磁シーケンスの基本回路はシフトレジスタで作る

モータを励磁するシーケンス回路は、汎用ロジック IC で構成することができます。従来は励磁のシーケンスを作るのに RS フリップフロップや JK フリップフロップ、NAND ゲートなどで構成されることもありましたが、一般には相シフトに便利なシフトレジスタを利用することで、簡単に構成することができます。

まず、4 ビット双方向シフトレジスタ 74194 を使用した、4 相モータの 2 相励磁回路例を図 2.12 に示します。この回路は、電源 ON 時に並列入力 2 ビットに (A, B) に "H" をロードし、パルス発生回路からパルスが入るごとに、ライトカレフト (CW か CCW) にシフトします。パルス発生回路については後述しますが、基本的にはモータを回す速度を決めるためのパルス列をここに加えるわけですね。また、1 ビット (A) を "H" に、残りビット (B, C, D) を "L" にロードするように構成すると 1 相励磁回路になります。

4 相モータの 1-2 相励磁回路例を図 2.13 に示します。この回路は 8 ビットの双方向シフトレジスタ 74198 を使用しています。そして 2 相励磁の場合と同様に、電源 ON 時に並列

図2.12 シフトレジスタを使った2相励磁駆動回路

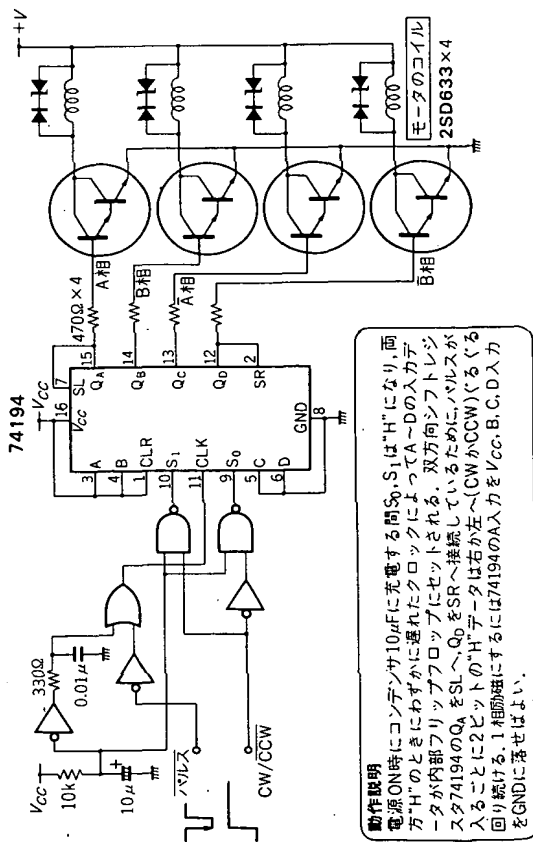
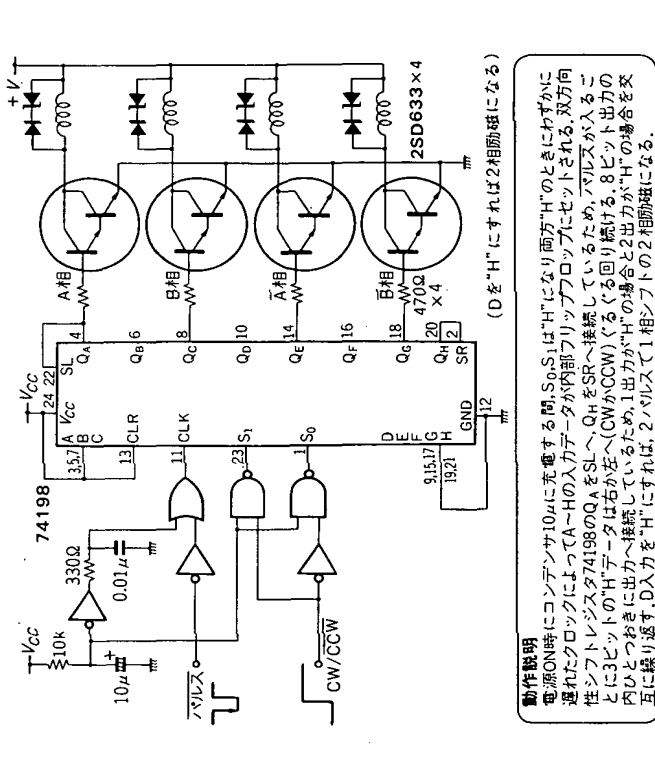


図2.13 シフトレジスタを使った1-2相励磁駆動回路



入力3ビット(A, B, C)を“H”にロードし、ライトカレフト(CWかCCW)にシフトします。また4ビット(A, B, C, D)を“H”にロードするように構成すると2相励磁回路になります。

なお、この回路では8ビット・シフトレジスタを使用していますので、出力は1ビットおき( $Q_0, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7$ )に取り、1パルスの入力で1シフトになります。

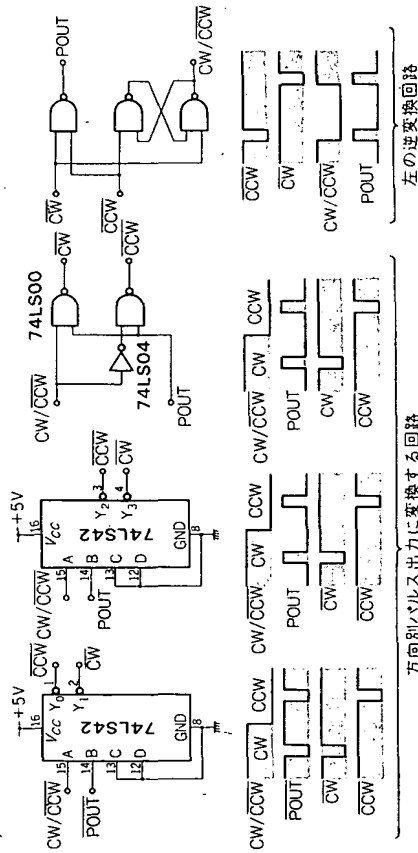
## 励磁パルスの加え方

ところで、図2.12と図2.13に示した回路例では、励磁回路へのパルスの加え方が、パルス入力と方向入力(CW/CCW)というようになっていました。つまり、モータの回転方向はCW/CCW信号で決め、回転速度を入力するパルスの周波数で決めようというわけですね。

しかし、場合によってはモータの駆動回路(パワー・ドライバ回路)が方向別パルス(つまりCWパルス、CCWパルスの別々の入力がある)しか受け付けないという場合があります(特に駆動回路が市販のステッピング・モータ・ドライバ・ユニットなどの時)。この場合には、この場合、パルス入力と方向入力信号とを、それぞれの方向別パルスに変換してやる必要があります。この方法を図2.14に示します。

この回路は、それぞれモータ駆動回路の前段に備えることになります。

図2.14 パルス出力の変換回路



動作説明  
74LS42は、4LINE-10LINEデコーダで2進-10進変換の機能をもつIC。入力C,Dは使用しないので"1"にする。A,Bの入力状態(4種)に応じて負論理出力に変換され、Y0~Y3の出力のいずれかが"1"になる。

## 2.3 ステッピング・モータの相励磁専用IC

ステッピング・モータの相励磁を行う専用のICが数社から発売されています。たいいていは似たような機能をもっていますが、その主なものを表2.3に示します。ここでは、その中の代表的なものとしてPMM8713/8714、TD62803Pの使用例について紹介します。

表2.3 相励磁駆動用ICの例

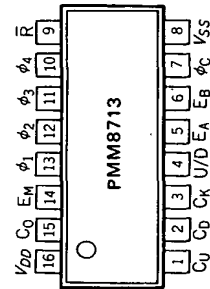
	PMM8713	MB8713	PMM8714	TD62803P	OMD240	SDB520
対応モータ	3, 4相	3, 4相	5相	3, 4相	4相	3, 4相
励磁切り替えモード	E <sub>A</sub> , E <sub>B</sub>	E <sub>A</sub> , E <sub>B</sub>	E <sub>A</sub> , E <sub>B</sub> , E <sub>C</sub>	E <sub>A</sub> , E <sub>B</sub>	E <sub>A</sub> , E <sub>B</sub>	E <sub>A</sub> , E <sub>B</sub>
モータ相切り替え	φ <sub>c</sub>	φ <sub>c</sub>	—	3/4	E <sub>C</sub>	φ <sub>c</sub>
U/D回転方向切り替え	U/D	U/D	U/D	CW/CCW	CW/CCW	U/D
入力パルス UPクロック	C <sub>U</sub>	C <sub>U</sub>	C <sub>U</sub>	—	P <sub>1</sub>	C <sub>U</sub>
入力パルス DNクロック	C <sub>D</sub>	C <sub>D</sub>	C <sub>D</sub>	—	P <sub>2</sub>	C <sub>D</sub>
入力パルス・モニタ	C <sub>0</sub>	C <sub>0</sub>	C <sub>0</sub>	CK-OUT	C <sub>0</sub>	C <sub>0</sub>
励磁モニタ	E <sub>M</sub>	E <sub>M</sub>	E <sub>M</sub>	—	—	—
イニシャル状態検出	—	—	Z <sub>0</sub>	—	M <sub>0</sub>	M <sub>0</sub>
OUTPUT ENABLE	—	—	φ <sub>OFF</sub>	E	H <sub>0</sub>	φ <sub>OFF</sub>
リセット	R	R	R	R	R	R
電源	+4~+18V 山洋電気(株)	+4~+18V 富士通(株)	+5V 山洋電気(株)	+5V TD62803と同じ	+5V TD62803と同じ	+5V TD62803と同じ
メーカー	山洋電気(株)	富士通(株)	山洋電気(株)	TD62803と同じ	TD62803と同じ	TD62803と同じ
備考						

なお、ステッピング・モータを駆動するには、この相励磁のほかにステップ・パルスを発生するためのパルス発生回路が必要です。しかし、この機能はこれらの専用ICには含まれていませんので注意が必要です。パルス発生回路については次項2.4で紹介いたします。

### ● 3相/4相モータ用IC PMM8713の使い方

PMM8713は、一般の3相/4相ステッピング・モータをコントロールするICです。図2.15がICのピン接続です。

図2.15<sup>(a)</sup> PMM8713の構成



ピンNo	機能
1	C <sub>U</sub> 入力パルスUPクロック
2	C <sub>D</sub> 入力パルスDOWNクロック
3	C <sub>K</sub> 入力パルス・クロック
4	U/D回転方向切り替え(0, DOWN↑, 1, UP)
5	E <sub>A</sub> 励磁切り替えモード
6	E <sub>B</sub> 励磁切り替えモード
7	φ <sub>c</sub> 3, 4相切り替え
8	V <sub>SS</sub> (GND)
9	R リセット
10	φ <sub>1</sub> 出力
11	φ <sub>2</sub> 出力
12	φ <sub>3</sub> 出力
13	φ <sub>4</sub> 出力
14	E <sub>M</sub> 励磁モニタ
15	C <sub>0</sub> 入力パルス・モニタ
16	V <sub>DD</sub> (+4~+18V)

このICはC-MOSであり、4～18Vの広範囲の電源で使用できます。表2.4に示すように3相モータか4相モータか、さらに1相励磁か2相励磁、1-2相励磁かを $\phi_c$ と $E_A$ 、 $E_B$ 入力で設定することができます。また、パルスの入力方法も、方向別パルス入力と、パルス入力+方向入力のどちらへも対応することができます。その入力設定方法を図2.16に示します。

表2.5がPMM8713の交流特性です。原理的(ICの動作として)には1MHzまでのクロック (= ステップ・パルス) を入力することができます。

PMM8713の応用回路として、4相モータ、1-2相励磁方式の例を図2.17に示します。方向別パルス入力回路で使用する場合、各入力は正論理です。パルス発生器が負論理出力の時は、逆方向には回転しません。したがって、入力側にインバータを入れて正論理に変換する必要があります。

各相の出力電流は20mAまで流せますので、一般には駆動トランジスタを直接ドライブできます。また、 $C_0$ と $E_M$ は、入力パルスの確認と励磁モニタとして使用します。

励磁方式	入			力			出力						
	$\phi_c$	$E_A$	$E_B$	$C_0$	$C_k$	U/D	$\bar{R}$	$C_0$	$E_M$	$\phi_1$	$\phi_2$	$\phi_3$	$\phi_4$
1-2相 励磁	0	1	1	×	×	×	0	—	1	1	0	1	0
2相 励磁	0	0	0	×	×	×	0	—	1	1	0	1	0
3相 励磁	0	0	0	×	×	×	0	—	0	1	0	0	0
1相 励磁	0	0または1	0	×	×	×	0	—	0	1	0	0	0
1-2相 励磁	1	1	1	×	×	×	0	—	1	1	0	0	1
2相 励磁	1	0	0	×	×	×	0	—	1	1	0	0	1
4相 励磁	1	0または1	0	×	×	×	0	—	0	1	0	0	0

×: DON'T CARE —: 不定

表2.4(16) PMM8713の機能

表2.5(16) PMM8713の交流特性

項目	記号	条件		規格値		単位
		$V_{DD}$		最小	最大	
最大クロック周波数	$f_{max}$	5V 15V	$t_r = t_f = 20ns$ $C_L = 50pF$	1	2	MHz
最小クロックパルス幅	$t_{wL}$ $t_{wH}$	5V 15V	$t_r = t_f = 20ns$ $C_L = 50pF$		500 250	ns
最小リセットパルス幅	$t_{wR}$	5V 15V	$t_r = t_f = 20ns$ $C_L = 50pF$		1000 500	ns
遅延時間 (シフト入力から出力)	$t_{PD}$	5V 15V	$t_r = t_f = 20ns$ $C_L = 50pF$		2000 1000	ns
設定時間	$t_{SET}$	5V 15V	$t_r = t_f = 20ns$ $C_L = 50pF$	0		
保持時間	$t_{HOLD}$	5V 15V	$t_r = t_f = 20ns$ $C_L = 50pF$	250 125		

図2.16(16) パルス入力の方法

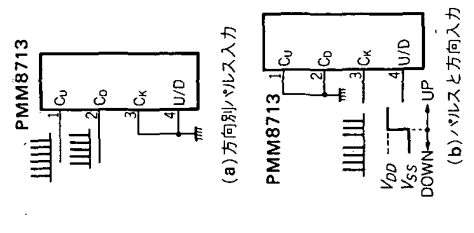
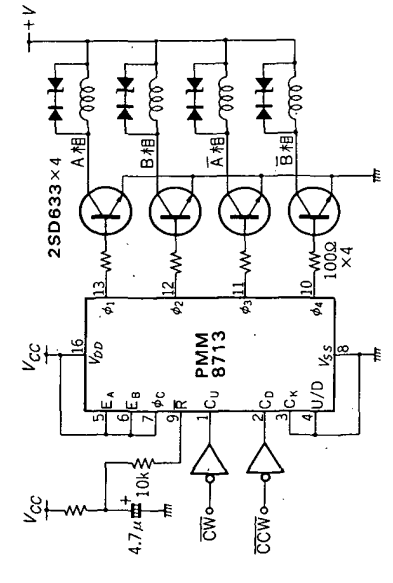


図2.17 1-2相励磁方式の駆動回路



● 5相モータ用IC PMM8714の使い方

PMM8714は、5相ステッピング・モータのコントローラです。5相ステッピング・モータというのは、3相/4相のモータにくらべて回転角度のピッチが0.72°と細かくできるのが特徴で、精度の高い位置決めを行うときに使用します。表2.6に5相モータのドライブ方式について示しておきます。

このPMM8714は、PMM8713とは異なり、PLというバイポーラ・プロセスで作られています。電源電圧はPMM8713と同様に4～18Vの広範囲で使用することができます。励磁モードは表2.7に示すように、4相、4-5相、5相、2相、2-3相、3相励磁のモードが選択できます。また、励磁OFF機能がついており、すべての相出力を“L”にすることができ、さらに、励磁モードを途中で切り替えたとしても励磁モード保全機能が働き、相出力は変化しません。したがって、2相→2-3相→3相、4相→4-5相→5相の切り替えに適用することができます。

リセット入力は励磁状態を相原点に強制時に移します。また、モータが回転動作中に相原点の励磁状態と同じ状態になった時にモニタ信号を出力するフェーズ・モニタ (相原点) 機能もついています。図2.18にPMM8714のピン接続を示します。

5相モータの励磁シーケンスは表2.8に示すとおりですが、リセット状態は表の右端の励磁状態 (4-5相励磁) では20ステップ目、5相励磁では10ステップ目) と同じになります。この状態になっているとき、相原点モニタ $Z_0$ は“H”レベルになります。

表2.6 5相モータの駆動方式と特徴

ドライブ方式	バイポーラ・スタンダード方式	バイポーラ・ペンタゴン・ドライブ方式	ユニポーラ・スター・ドライブ方式
励磁モード	トランジスタ数: 20 ハーフ・ステップ可能	トランジスタ数: 10 出力段の構成から4相励磁のみできる	トランジスタ数: 5 ダブル・ステップ可能 ロー・コストにできる
2相	フル・ステップ (0.72°)	—	ダブル・ステップ (1.44°)
2-3相	ハーフ・ステップ (0.36°)	—	フル・ステップ (0.72°) ステップごとのトルク変動が小さい
3相	フル・ステップ (0.72°)	—	ダブル・ステップ (1.44°)
4相	フル・ステップ (0.72°) 最大トルクが得られる	フル・ステップ (0.72°) 優れたダンピング特性が得られる	—
4-5相	ハーフ・ステップ (0.36°) 5相モータのハーフ・ステップ駆動に最も適している	—	—
5相	フル・ステップ (0.72°) ダンピング特性が良い	—	—

(注) フル・ステップ: 1ステップでモータのステップ角と同じ回転を行う  
ハーフ・ステップ: 1ステップでモータのステップ角の半分の回転を行う  
ダブル・ステップ: 1ステップでモータのステップ角の2倍の回転を行う

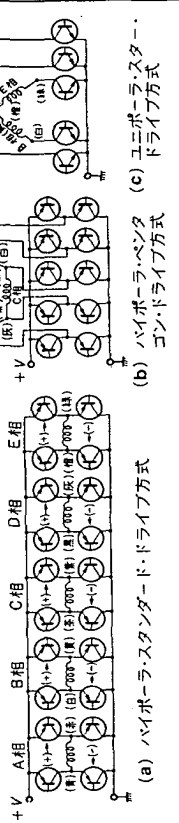
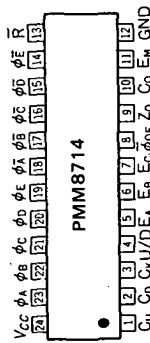


図2.18<sup>(1)</sup> PMM8714の構成



(a) ピン接続

(b) ピンの名称

表2.7<sup>(1)</sup> PMM8714の機能

励磁方式	入	力	出	力
2相励磁	E <sub>A</sub>	E <sub>B</sub>	E <sub>C</sub>	φ <sub>A</sub> ~ φ <sub>E</sub>
2-3相励磁	0	0	1	
3相励磁	0	0	1	
4相励磁	0	0	1	
5相励磁	0	0	0	

表2.8<sup>(1)</sup> 5相モータの励磁シーケンス

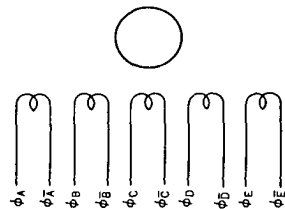
パルス相	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
φ <sub>A</sub>	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
φ <sub>B</sub>	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
φ <sub>C</sub>	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
φ <sub>D</sub>	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
φ <sub>E</sub>	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
φ <sub>A</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
φ <sub>B</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
φ <sub>C</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
φ <sub>D</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
φ <sub>E</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
CW	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
CCW	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

(a) 4-5相励磁

パルス相	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
φ <sub>A</sub>	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1
φ <sub>B</sub>	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
φ <sub>C</sub>	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
φ <sub>D</sub>	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
φ <sub>E</sub>	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
φ <sub>A</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
φ <sub>B</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
φ <sub>C</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
φ <sub>D</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
φ <sub>E</sub> -	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
CW	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
CCW	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

(b) 5相励磁

このほかにも2相、2-3相、3相、4相励磁があるが省略。



(c) 構成

## 出力電流を大きくした3相/4相モータ用IC TD62803P

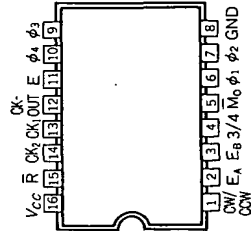
TD62803PはPMM8714のプロセスと同じく1 $\mu$ Lで作られています。機能は3相/4相モータの相励磁のほかに、最大400 mAの出力電流を取り出すことができますので、小型のステッピング・モータであれば直接に駆動することが可能になるという特徴をもっています。

図2.19にピン接続図を、図2.20にブロック図を示します。

クロック入力は方向別クロック入力（2相クロック方式）と、パルス入力+方向別入力（正逆転コントロール）の方式が選択できます。

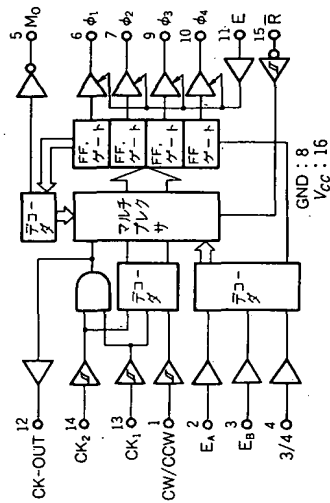
表2.9に入力パルスの選択表、相励磁の選択表を示します。

3相、4相の切り替えを行うときは、必ずリセット・パルスを $\bar{R}$ に入力し、いったんリセット・モードにしてから切り替えを行うようにします。また、E入力により $\phi_1 \sim \phi_4$ の出力をイネーブルにするか、すべてOFFにするかを制御することができます。

図2.19<sup>(28)</sup> TD62803Pの構成

(a) ピン接続

(b) ピンの名称

図2.20<sup>(28)</sup> TD62803Pのブロック図表2.9<sup>(28)</sup> TD62803Pの機能

CK <sub>1</sub>	CK <sub>2</sub>	CW/CCW	機能	EA	E <sub>B</sub>	3/4	機能
$\overline{\text{L}}$	H	L	CW	L	L	L	1相励磁駆動
$\overline{\text{L}}$	L	L	禁止	H	L	L	2相励磁駆動
H	$\overline{\text{L}}$	L	CCW	L	H	L	1-2相励磁駆動
L	$\overline{\text{L}}$	L	禁止	H	H	L	テスト・モード全出力ON
$\overline{\text{L}}$	H	H	CCW	L	L	H	1相励磁駆動
$\overline{\text{L}}$	L	H	禁止	H	L	H	2相励磁駆動
H	$\overline{\text{L}}$	H	CW	L	H	H	1-2相励磁駆動
L	$\overline{\text{L}}$	H	禁止	H	H	H	テスト・モード全出力ON

(a) 入力パルス選択

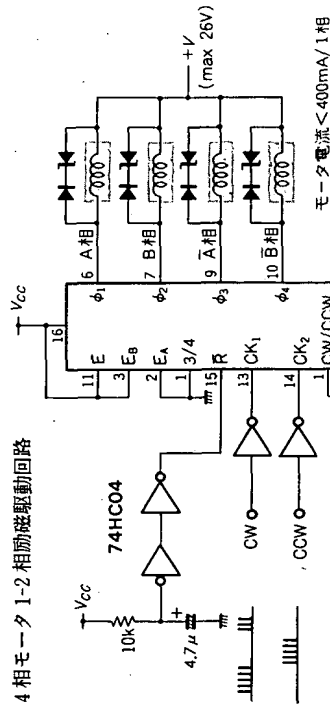
(b) 相励磁選択

なお、このICは16ピンですが、横幅が通常の24ピンDIPと同じ寸法(15.24 mm)になっていきますので、使用する際には注意が必要です。

図2.21にTD62803Pを使った4相モータ駆動回路例を示します。モータの駆動電流は1相当たり400 mA以下のものに適用します。また、出力耐圧（推奨動作条件）が26 Vですので、モータの電圧は安全をみて、20 V以下で使用するようになります。

モータの電流が400 mAを超えるときは、外部に駆動用のパワー・トランジスタを必要としますが、パワー・トランジスタの回路は負論理となりますので、いったんインバータを通した後、パワー・トランジスタを駆動するようにします。また、ICの出力はオープン・コレクタ・タイプですので、インバータとの間にはプルアップ抵抗が必要になります。図2.22に外部トランジスタが必要になったときの回路を示します。

図2.21 4相モータ1-2相励磁駆動回路



TD62803P





回路の動作は次のようになります。まず、電源 ON で RS フリップフロップがリセットされ、タイマ IC である 555 からのパルスははじめは発生しません。そして、スタート・スイッチを押すと、ON の初期にディジタル (サム・ロータリ) スイッチの設定値が 10 進のアップ/ダウン・カウンタ (LSI92) にロードされ、さらに RS フリップフロップもセットされます。そして、このフリップフロップの出力は、555 からのパルスの発生を許可します。

555 からのパルスは、前述したモータの駆動回路と、アップ/ダウン・カウンタのダウン入力に入り、設定値から次第にカウンタ・ダウンしていきます。そして、カウンタの全桁がゼロになれば、次のパルスでアップ/ダウン・カウンタの最上位桁のボロー出力が RS フリップフロップをリセットし、パルス発生を停止させます。つまり、ステッピング・モータには設定したパルス数 (ここでは 3 桁なので 0~999) が、タイマ 555 の発振周波数  $f$  によるパルス・レートで送り込まれるわけです。

また、アップ/ダウン・カウンタの内容がゼロになる前に、ステッピング・モータのところにつけたフォト・センサ (リミット・スイッチ) をさざざると、パルス発生が停止しモータも停止します。

この回路では、フォト・センサをさざざても再スタートは可能です。したがって、モータを逆方向に回転させる場合には駆動回路に逆方向信号を出力し、スタート・スイッチを ON にします。

パルス設定の桁数はアップ/ダウン・カウンタ LSI92 を継続接続すればよく、容易に増減できます。また、BUSY 信号をチェックすれば終了がわかります。

パルス発生周波数の周波数 (パルス・レート) はタイマ IC (555) の 7 ピンに接続されている抵抗  $R_A$  を調整します。これはモータの動作中の一定周波数のパルスですから、当然のことながら自起動周波数領域で使用するようにします。逆のことをいえば、定速・定量パルス発生器によるステッピング・モータの駆動は、自起動周波数領域の使用に限定されます。

### 加減速のパルス発生回路

図 2.24 の回路は、定速・定量パルス発生回路であるため、モータの自起動周波数領域内でしか使用できません。この回路を發展させて、モータの自起動周波数領域内で発振を開始し、徐々に周波数を上昇 (スロー・アップ) させて、設定した量だけのパルスを送り込み、その後徐々に周波数を下げる (スロー・ダウン) するような方式をとれば、モータをより広範囲に利用することができるようになります。

加減速のパルス発生には V-F コンバータ回路を用います。V-F コンバータというのは

は、入力電圧の変化によって発振周波数がリニアに変わりますので、入力電圧を徐々に上昇および下降させれば、スロー・アップ/スロー・ダウンの周波数パターンを得ることができるといえます。

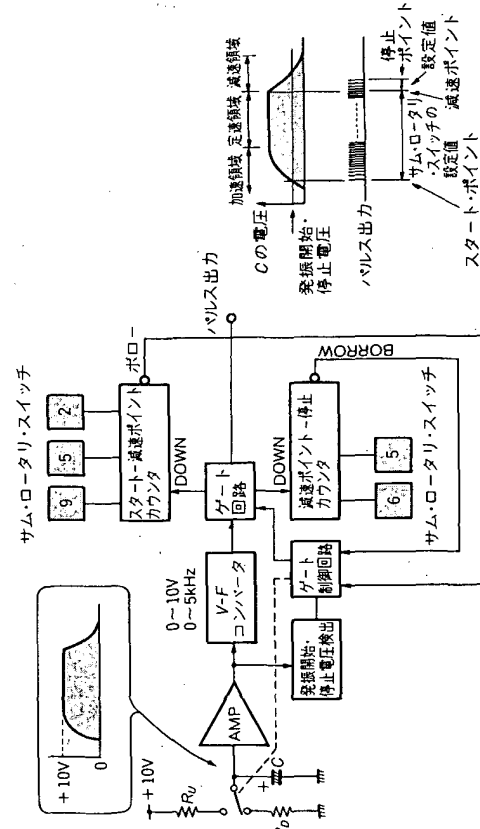
回路構成のブロック図を図 2.25 に示します。電圧の上昇/下降は、コンデンサと抵抗による充/放電カーブを利用します。動作は次のようになります。

スタートと同時に、リレーの接点を +10V 側に倒します。すると  $R_0$  を通してコンデンサ C が充電され、徐々にコンデンサの端子電圧が上昇します。そして、電圧上昇に従って V-F コンバータからの発振周波数も上昇します。ただしコンデンサ C の充電電圧が、設定している発振開始・停止の検出電圧よりも低い場合は、V-F コンバータの発生パルスは、スタート-減速ポイント・カウンタには入力されません。

コンデンサ C の充電電圧が発振開始電圧を越え始めるとゲート回路が開かれます。そして、スタート-減速ポイント・カウンタがカウンタ・ダウンを開始します。カウンタが設定されたパルス数をカウントすると、最終桁のボロー信号によって、今度は V-F コンバータのパルスを減速ポイント-停止カウンタ側に切り替えます。また、同時にリレーの接点を  $R_0$  側に倒します。

コンデンサ C に充電された電荷は  $R_0$  を通して放電されます。そして、それに従ってコンデンサ C の端子電圧も徐々に低下し、電圧低下によって V-F コンバータからのパルス周

図 2.25 加減速パルス発生回路のブロック図



波数も低くなります。減速ポイント-停止カウンタが設定された数だけカウンタ・ダウンすると、カウンタのロー出力によってパルス出力を禁止します。

以上のようにして、加減速（スロー・アップ/スロー・ダウン）のパターンが得られます。なお、このスロー・アップ/スロー・ダウン回路はCRによる積分回路を使用しており、この時定数が加減速カーブを決めることになります。この定数の計算法は次項で示します。

具体的な回路例を図2.26に示します。できるだけ図2.24の回路を利用しています。また、この回路では最大スピードのパルス・レート調整ができるようになっていますが、これはコンデンサCに充電できる電圧を0~10Vの範囲で調整することにより実現しています。

回路図における  $A_1$  と  $A_2$  は OP アンプで、たんにバッファとして働かせています。  $A_3$  は電圧コンパレータで、  $A_2$  の出力電圧と発振開始停止電圧とを比較し、  $A_2$  の出力電圧が発振開始・停止の設定電圧より高くなると、  $V-F$  コンバータの出力にあるパルス許可ゲートを開くようにします。

また、加速と減速のカーブはそれぞれ単独に設定することが可能です。モータおよび負荷特性に合わせて、加速カーブ調整  $VR_u$ 、減速カーブ調整  $VR_o$  および、コンデンサ C を増減するようにします。

減速カウンタの内容がゼロ(ボロー出力)になる前に、コンデンサCの電圧が発振開始・停止電圧よりも低くなった場合は、パルス出力が禁止されてモータは停止します。したがって、この場合にはモータの停止位置は不正確になります。

フォト・インタラプタ（リミット・スイッチ）をしゃ光すると減速ポイントとなり、発生パルスは減速パルス・カウンタ側に切り替わります。

図2.27がここで使用したV-Fコンバータ、VFQ3(GEセミコンダクター社ディテール事業部)のブロック図です。このICの発振周波数は、 $C_1$ および $C_2$ を変えることで変更することができます。 $C_1$ を20pF、 $C_2$ を100pFにすると、最大発振周波数が100kHz(8ピン)になります(10ピンは50kHz)。

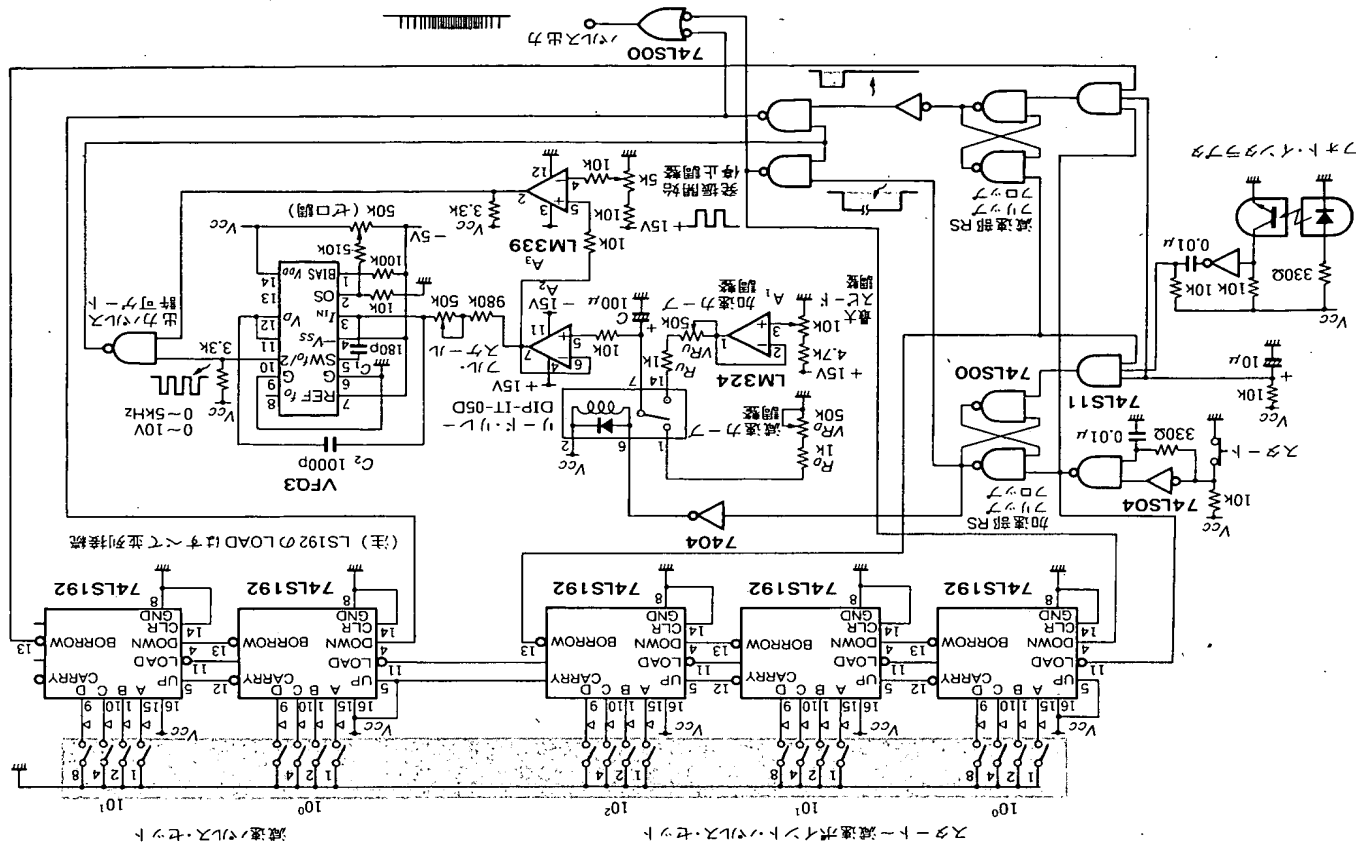
●加減速力—ブを決める時定数

では、図2.26におけるスロー・アップ、スロー・ダウン（加減速）のパターン設定法についてもう少し考えてみることにしましょう。

図2.28にCRによる積分回路の基本を示します。また、入力電圧 $e_i$ と出力電圧 $e_o$ との関

## 59

図2.26 加減速ノール発生回路





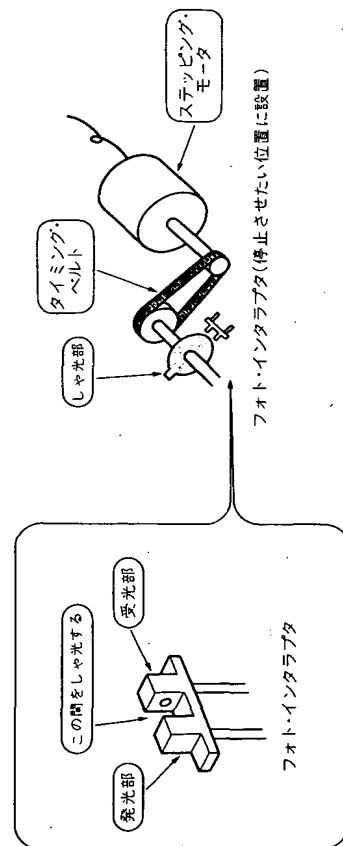
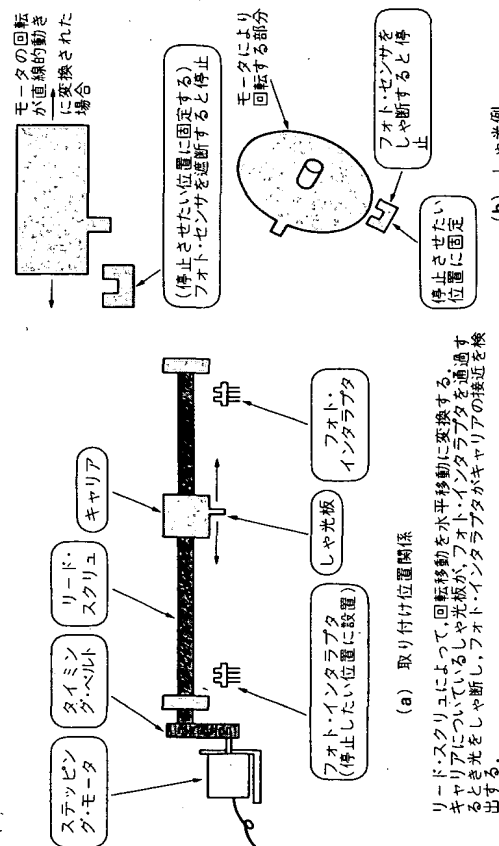
## コラム リミット・スイッチの使い方

ステッピング・モータを使った位置決め装置では、リミット・スイッチの利用が欠かせません。目的は、

- ・モータを停止させたい位置
- ・CW/CCW 位置の確認

です。そのためのリミット・スイッチとしてはフォト・インタラプタがよく使用されます。

図2. Aにリミット・スイッチの使用例を示します。



(c) フォト・センサとステッピングモータの組み合わせ例(回転移動の場合)

## 第3章

# モータの電源回路とパワー・ドライブ技術

ステッピング・モータを駆動するための基本的な回路技術を第2章で紹介したわけですが、実際の現場でモータを動かすとすると、用途によっては、モータのコイルを励磁するためのパワー・ドライブ回路や電源回路の構成法が、モータの利用効率に大きく影響することになります。これは、モータのコイルがL性（インダクタンス）であること、さらにモータの大きさによっては、数A以上の供給電流を必要とするからです。

そこで、本章ではステッピング・モータのパワー・ドライブ回路と電源回路の構成、さらに効率を上げるためのドライブ技術について述べることにします。

## 3.1 モータ駆動電源の設計法

### ●基本的な駆動電源

ステッピング・モータを駆動するには直流電源が必要ですが、最も簡単な方法は一定電圧の直流電源を用意し、これをモータの駆動電源とする方法です。第1章で行った実験は、すべてこの方法で、一般には定電圧駆動法と呼んでいます。この方法は電源回路も簡単であり、コストも低くて便利ですが、第1章1.3でも説明したように、モータの定格電圧と同じ電圧で駆動したのでは、出力トルクや応答の面から、モータの性能を十分に引き出すことができません。

つまり、モータの巻線抵抗を  $R$ 、巻線インダクタンスを  $L$ 、モータ外部での接続抵抗を  $R_C$  とすると、モータに流れる電流の立ち上がりの時定数  $\tau$  は、

$$\tau = \frac{L}{R_C + R}$$

となります。そこで、 $R_C$  を大きくすることによって、モータの時定数  $\tau$  が小さくなり、その結果、電流の立ち上がりが速くなってモータのトルク特性が改善されます。

しかし、外部抵抗 $R_C$ が大きくなるに従って電源電圧を高くしていかないと、同じ電流を巻線に流すことができません。たとえば、巻線抵抗 $R$ と同じ値の外部抵抗 $R_C$ を接続した場合は、電源電圧を2倍に引き上げなければなりません。

また、外部抵抗 $R_C$ で消費される電力は、すべて熱に変わります。電圧が高く、流す電流が多くなると発熱も無視できなくなり、場合によってはファンで冷却する場合もあります。したがって、定電圧駆動法は電源装置は簡単ですが、電力効率が悪くなるのが欠点といえます。

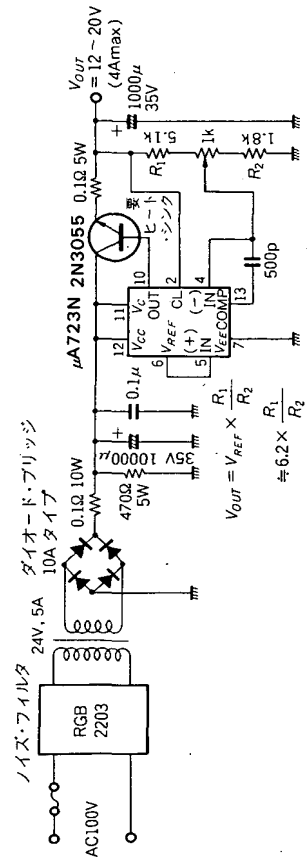
図3.1に、簡単な定電圧電源回路を示しましょう。電源の容量は一般にモータの定格電流（巻線当たり）の4倍もあれば十分です。ただし、電源の出力インピーダンスを低くしておかないと、出力電圧自体が急激な電流変化に追従できなくなり、電圧が過渡的にドロップすることにもなります。したがって、電流の流れるところは太い配線を用いるように、また、電解コンデンサも大容量のものをを用いるようにします。

図3.1はいくつかのモータの駆動に適合できるように、出力電圧可変型になっています。可変抵抗をまわすことにより、12~20Vの間で電圧を設定することができます。また、出力トランジスタには高出力型を使っており、放熱さえしっかり行えば、4Aまでの出力電流を取ることが可能です。

なお、図3.1に示した回路は最も簡単なシリーズ制御型と呼ばれる定電圧回路ですが、この方式は電力効率が悪いので、一般には市販のモジュール型スイッチング電源（電力効率が低い）の中から選んで用いる例が多いようです。

## 2 電源を使う効果

前述の電源による駆動法は、いわゆる1電源駆動法となるわけですが、この方式で巻線



電流の立ち上がりを速くするために、モータに外部抵抗を接続し、定格よりも電源電圧を高くする方法がとられました。しかし、この方式には効率面での欠点があるため、それを改善する方法として2電源駆動法というものが考えられています。この2電源方式は、図3.2のようにモータの巻線に電流が流れ始める時、つまり励磁相に変化があった瞬間にモータに定格電圧以上の電圧を与え、電流を素早く立ち上がらせようというものです。そして、モータの励磁が立ち上がった後は、定格電圧の電源に切り替える方式です。

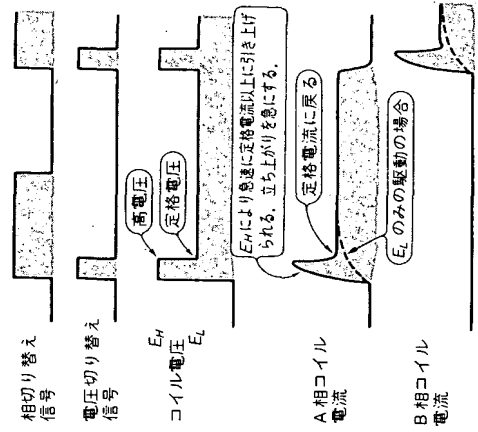
この方式は外付け抵抗がいなくなるため、その分の無駄な熱損失がなくなるといってもリットがある一方、回路が複雑になるほか、電源が2系統必要になるなどの欠点もあります。

### ● 1相励磁における2電源駆動回路

図3.3に1相励磁における2電源駆動法の基本回路を示します。相の励磁には第2章で紹介した相励磁用IC PMM8713を用いています。PMM8713の15番ピン $C_0$ は入力パルス・モニタ出力になっていきますので、入力パルスに応じた出力が出ます。そこで、このモニタ出力の変化を利用してモータへの高電圧電源の制御を行います。

少し細かく説明すると、PMM8713のモニタ出力パルスで励磁相が切り替わります。そこで、このパルスでまずワシントン・タイマをたたきます。そして、ワシントン・タイマがONしている間だけ、高電圧電源の電流がモータに流れるように、トランジスタ $T_1$ と $T_2$ をONするわけです。

図3.2 2電源方式の考え方  
(1相励磁の場合)



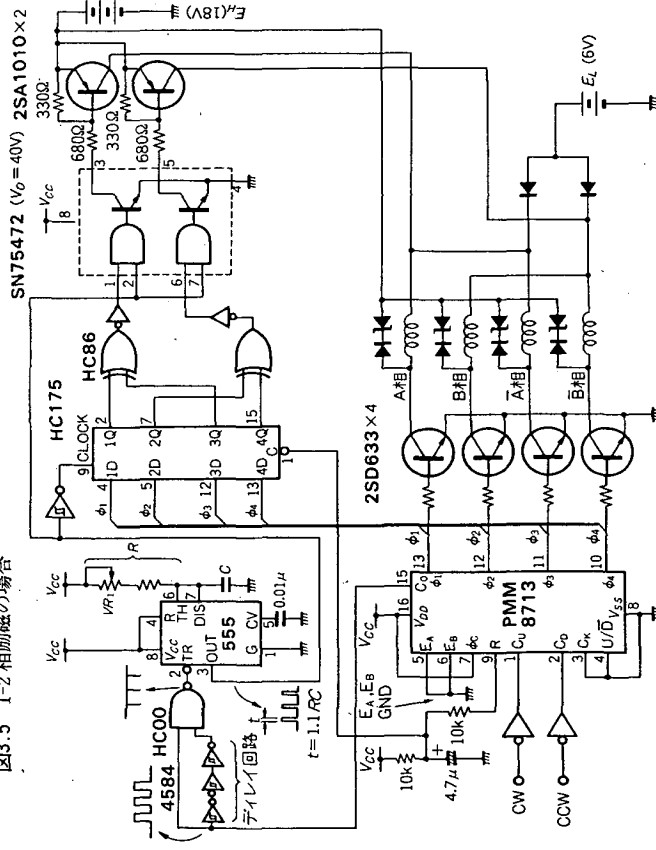


を制御しています。また、このワンショット・タイマの出力がONしている間のみのトランジスタがONするような回路でも制御が可能です。しかし、これだとそれぞれのワンショット・タイマの時間差が生じやすく、A相、B相では高電圧電源が印加される時間が異なることとなります。

そこで、この問題を選けるために、1相励磁と同様に、モータ出力パルスから作られたワンショット・タイマの出力とのANDを取って、A相側、B相側どちらとも同じ時間だけ高電圧電源が印加されるようにします。

1-2相励磁でも同様の方法をとることができますが、ワンショット・タイマを使用しないで制御する方法を図3.5に示します。この方法は、高電圧駆動を必要とする1ステップ前の励磁状態が“L”になっていることを利用し、この励磁状態をラッチしておき、そのデータによって次のステップで高電圧電源の制御を行うものです。この場合のラッチのクロックは、ワンショット・タイマの出力パルスを反転させて行います。そしてラッチの出力データは、EORゲート（排他的論理和）で処理すれば、所定のステップでA側とB側とのそれぞれのトランジスタをONすることができます。

図3.5 1-2相励磁の場合



### 3.2 ドライブ・トランジスタ回路の設計

#### ●基本回路の考え方

ステッピング・モータを駆動する場合、小型のモータであれば特にパワー・ドライブ回路の設計が問題になることはありません。しかし、少し大きめのモータになると、トランジスタや周辺回路部品の選び方に注意する必要があります。

ここでは、代表的な駆動回路におけるパワー・トランジスタ、および周辺部品の選択方法について考えてみることにしましょう。ドライブ回路の基本を図3.6に示します。

この回路において、 $R_1$ はすでに述べたように電氣的時定数を小さくし、電流の立ち上がり特性を改善するための抵抗です。また、 $R_2$ は電流の立ち下りの時定数を小さくするための抵抗です。

パワー・トランジスタの選定を行うには、第2章で述べた励磁回路の仕様を決定したあと、抵抗や電源電圧などの条件を決める必要があります。ここでは中型ステップ・モータ 103-770-1（山洋電気）を例にして考えてみましょう。図3.7がモータの仕様です。

#### ▶設計仕様を決める

励磁電流 $I_L$ 、最大ステップ・レート $N_m/sec$ 、さらにドライブ回路の入力信号条件を決めます。例えば、ステップ・モータを 103-770-1 に決めたとすると、モータの特性より励磁電流は $I_L=1A$ になります。

#### ▶ $R_1$ を求める

最大ステップ・レート $N_m/sec$ で応答するには、モータ巻線の電氣的時定数 $\tau$ は次の式を満足しなければなりません。

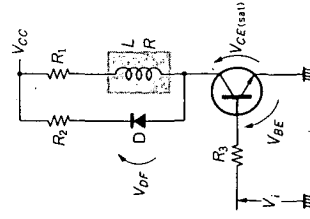
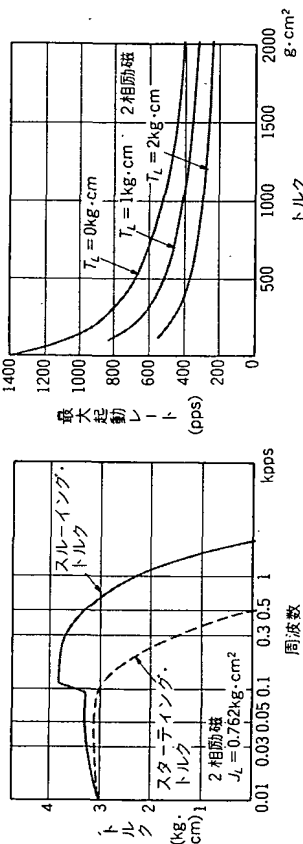


図3.6 モータのパワー・ドライブ回路（1相分）

図3.7(14) ステッピング・モータ 103-770-1 の仕様

型名	角度 単位 (deg)	精度 SPECUL (deg)	電圧 (V)	1相当たり の電流 (A/φ)	1相当たり の抵抗 (Ω/φ)	1相当たりの インダクタンス (mH/φ)	入力 (W)	ホールディ ングトルク (kg·cm)	ロータ イナーシャ (g·cm <sup>2</sup> )	重さ (kg)
103-770-1	1.8	±0.054	±0.09	5.1	9.0	10	4.3	105	0.57	

(a) 仕様



(b) トルク-周波数特性

(c) ロード・イナーシャ・スターティング・レート

$1/N_m \gg \tau = L / (R_1 + R)$  ..... (3-1)  
 $L$  はモータ巻線のインダクタンスで、103-770-1 では 9 mH になります。また、 $R$  はモータ巻線の抵抗値で 5.1 Ω になっています。したがって、(3-1)式より  $R_1$  は、

$$R_1 \gg N_m \cdot L - R \quad \text{..... (3-2)}$$

となります。

さらに、 $R_1$  に発生する最大電力損失  $P_{D1}$  は、  
 $P_{D1} = I_L^2 \cdot R_1$  (W) ..... (3-3)  
 となります。 $R_1$  の許容損失は、これよりも余裕をもって決定することになります。

このようにして、(3-2)式より  $R_1$  を算出しますが、最大ステップ・レート  $N_m$  の値によっては、数 Ω 程度でも条件を十分満足している場合があります。

また、時定数  $\tau$  をできる限り小さくしようとして  $R_1$  を大きくすれば、当然のことながら電源電圧が高くなり、電力損失  $P_{D1}$  も大きくなりますので実用的には限度があります。したがって、 $R_1$  の値は使用する電源電圧から逆に制限を受ける場合があります。ここでは電源電圧は任意のものが得られるとして話を進めます。

$R_1$  を 10 Ω とすると、(3-3)式より  $P_{D1} = 10$  W になりますので、 $R_1$  の許容値としては安全度をみて 20 W 程度のものを使用します。

### ▶ $R_2$ を求める

$R_2$  は、図3.6(a)における抵抗  $R_1$  が(3-2)式を満足しない場合に、電流の立ち下がり時間を短縮するのに用います。しかし、 $R_1$  が(3-2)式を十分に満足していれば省略することが可能です。 $R_2$  の計算は次のようになります。

$$R_2 \gg N_m \cdot L - (R_1 + R) \quad \text{..... (3-4)}$$

$R_2$  に発生する最大電力損失  $P_{D2}$  は、

$$P_{D2} = \frac{R_2 I_L^2}{2(R_1 + R_2 + R)} \quad \text{(W)} \quad \text{..... (3-5)}$$

となります。

以上の計算から、ここでは  $R_2$  を 100 Ω とします。 $R_2$  はパワー・トランジスタの耐圧  $V_{CE}$  に影響しますので、 $R_1$  と同様にあまり高抵抗を使用することはできません。

### ▶ 電源電圧 $V_{CC}$ を求める

電源電圧  $V_{CC}$  は、

$$V_{CC} = (R_1 + R) I_L + V_{CE(sat)} \quad \text{..... (3-6)}$$

$V_{CE(sat)}$  は、トランジスタのコレクタ・エミッタ間の飽和電圧で、通常  $V_{CE(sat)} = 0.3 \sim 1$  V 程度です。しかし、トランジスタを内部で継続接続したパワー・ダーリントン・トランジスタを使用する場合は数 V 程度になりますので注意してください。電源電圧  $V_{CC}$  は、

$$V_{CC} = (10 + 5.1) \cdot 1 + 1 = 16 \sim 19 \text{ V}$$

となります。

### ▶ $R_3$ を求める

ドライバのための制御信号に TTL バッファを用いるとすれば、TTL の  $V_{OH} = 2.4$  V、 $I_{OH} = 5.2$  mA として、

$$R_3 \approx (V_{OH} - V_{BE}) / I_{OH} \quad \text{..... (3-7)}$$

$$R_3 \approx (2.4 - 0.6) / 5.2 \times 10^{-3} \approx 350 \Omega$$

となります。なお  $R_3$  の値はトランジスタの  $h_{FE}$  の値によっても範囲が大きく違ってきます。

### ▶ トランジスタの選定

トランジスタには次の条件を満足するものを選びます。

$$\left. \begin{aligned} V_{CE0} &\geq (V_{CC} + R_2 I_L) \\ I_C &\geq \xi \cdot I_L \\ P_C &\geq (V_{CE(sat)} \cdot I_L) \\ h_{FE} &> K \cdot I_L / i_B \end{aligned} \right\} \quad \text{..... (3-8)}$$



ここでは安全係数 ( $>1.5$ ),  $K$  はオーバードライブ・ファクタ (1.5~3) です。  $\xi =$

3,  $K=3$  とすれば,

$$V_{CE} \geq 3 \cdot (18 + 100 \times 1) = 350 \text{ V}$$

$$I_C \geq 3 \times 1 = 3 \text{ A}$$

$$P_C \geq (3 \times 1) = 3 \text{ W}$$

$$h_{FE} > 3 \times (1/5.2) \times 10^{-3} \approx 600$$

の条件にあったパワー・トランジスタを選定します。もし、1個の素子で上式の条件を満たす足らない場合は、複数個のトランジスタを並列、あるいはダーリントン接続して用いるようにします。前記の例では、2SD633 (ダーリントン型パワー・トランジスタ) などが妥当です。

なお、トランジスタの規格表に  $V_{CEO}$  (コレクタ-エミッタ間逆耐圧) が記載されていないことがあります。この値が不明の場合には  $V_{CBO}$  (コレクタ-ベース間逆耐圧) の約 1/2 を  $V_{CEO}$  の目安とすればよいでしょう。

#### ▶ ダイオードDの選定

モータの逆起電圧吸収用のダイオードDの選択は、逆方向耐電圧  $V_R$ , および順電流  $I_O$  によって決めることになり、図3.6においては、

$$\left. \begin{aligned} V_R &\geq \xi \cdot V_{CC} \\ I_O &\geq \xi \cdot I_L \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-9)$$

を満足するダイオードを選びます。

図3.8 定電圧ダイオードを使う例

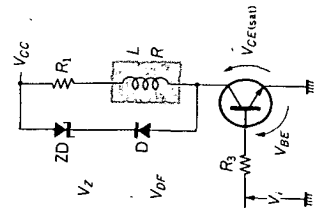
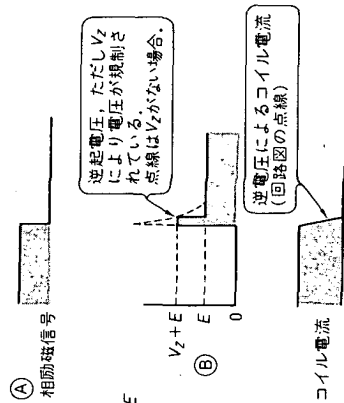


図3.9 モータ・コイルへの逆起電圧



#### ● 定電圧ダイオードを使う回路では

図3.8は、図3.6における  $R_2$  の代わりに定電圧ダイオードを用いた駆動回路です。この回路では、図3.6の説明のうち、 $R_1$  とトランジスタの選定方法が異なってきます。

#### ▶ 定電圧ダイオードZDを求める

ステッピング・モータのコイルを励磁しているトランジスタは、ON → OFF になったときに、コイルに図3.9のような逆起電圧が発生し、コイルの電流はすぐには0になりません。トランジスタがOFFになってからコイルの電流が0になるまでの時間を  $t_f$  とすると、

$$t_f = \frac{-L}{R} \ln \left( \frac{V_Z}{V_Z + I \cdot R} \right) \dots\dots\dots (3-10)$$

になります。ここで  $V_Z$  は定電圧ダイオードのツェナ電圧、 $L$  はコイルのインダクタンス、 $R$  はコイルの巻線抵抗です。

また、コイルの電流が0になるまでの変化の傾斜を直線で近似すると、この時の平均電流は  $I/2$  になり、 $t_f$  時間内の定電圧ダイオードの平均損失  $P_{fa}$  は、

$$P_{fa} = \frac{t_f}{2} \cdot I \cdot V_Z \dots\dots\dots (3-11)$$

で表すことができます。

電流が0になるまでの時間は、(3-10)式よりZDのツェナ電圧が高ければ高いほど短くなります。こうすると(3-11)式より定電圧ダイオードのパワー損失が増大してしまいます。

定電圧ダイオードで比較的手しやすい電圧のものは20~30V程度です。そこで、前述のモータ103-770-1を例にして、 $V_Z = 20 \text{ V}$  として  $t_f$  を求めてみます。

$$t_f = \frac{-L}{R} \ln \left( \frac{V_Z}{V_Z + I \cdot R} \right) = \frac{-9 \times 10^{-3}}{5.1} \ln \left( \frac{20}{20 + 1 \times 5.1} \right) \approx 400 \mu\text{s}$$

また、定電圧ダイオードの平均損失  $P_{fa}$  は(3-11)式より、

$$P_{fa} = \frac{0.4 \times 10^{-3}}{2} \times 1 \times 20 \approx 4 \times 10^{-3} \text{ (W)} \dots\dots\dots (3-12)$$

となります。

この定電圧ダイオードの平均損失は、励磁の変化1回当たりですので、実際の損失はステップ・レートによって大きく違ってきます。また、同じステップ・レートであれば、相励磁の方式によっても異なります。いまステップ・レートを  $f$  (pps) として考えると、巻線がON → OFFを繰り返す周期  $t_{fa}$  は、1相励磁と2相励磁では、

$$t_h = \frac{4}{f} \dots \dots \dots (4 \text{ ステップで1回 ON} \rightarrow \text{OFF の状態が生じる})$$

1-2 相励磁では、

$$t_h = \frac{8}{f} \dots \dots \dots (8 \text{ ステップで1回 ON} \rightarrow \text{OFF の状態が生じる})$$

で求めることができます。

したがって、定電圧ダイオードの損失  $P_{ZD}$  は、

$$P_{ZD} = P_F \times \frac{1}{t_h} \dots \dots \dots (3-13)$$

で求められることになります。

仮に最大ステップ・レート を 3 kpps とすると、2 相励磁においては、

$$t_h = \frac{4}{3 \times 10^3} \div 1.3 \times 10^{-3}$$

これを (3-13) 式に代入すると、

$$P_{ZD} = \frac{4 \times 10^{-3}}{1.3 \times 10^{-3}} \div 3 \text{ (W)}$$

になります。

一般に入手しやすい定電圧ダイオードの許容電力損失は 1/2 W クラスです。電力損失  $P_{ZD}$  を満足する定電圧ダイオードが入手できない場合は工夫が必要です。例えば、図3.10のようにパワー・トランジスタのコレクタとベース間に定電圧ダイオードを接続して使います。こうするとパワー損失の大きい定電圧ダイオードを作ることができます。

このようにして、トランジスタを利用した定電圧ダイオードのツェナ電圧  $V_{Z (m)}$  は、

$$V_{Z (m)} = V_Z + V_{BE} = V_{CE}$$

$V_Z$  : 定電圧ダイオード ZD のツェナ電圧

$V_{BE}$  : パワー・トランジスタのベース-エミッタ間電圧 ( $\approx 0.7 \text{ V}$ )

になります。

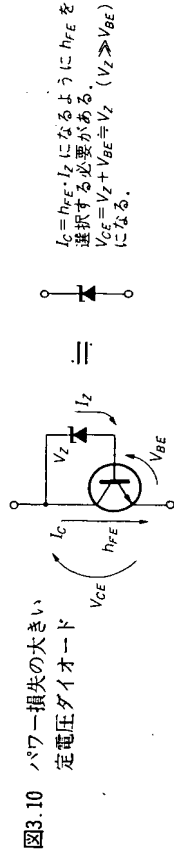


図3.10 パワー損失の大きい定電圧ダイオード

### ▶ トランジスタの選定

図3.8におけるトランジスタの選定方法は次のようになります。

$$\left. \begin{aligned} V_{CE0} &\geq \xi (V_{CC} + V_{DF} + V_Z) \\ I_C &\geq \xi \cdot I_L \\ P_C &\geq (V_{CE (sat)} \cdot I_L) \\ h_{FE} &> K \cdot I_L / i_B \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3-14)$$

ここで、 $V_{DF}$  はダイオードDの順方向電圧、 $V_Z$  はツェナ電圧です。それぞれ  $V_{DF} = 0.7 \text{ V}$ 、 $V_Z = 20 \text{ V}$  として計算してみると、

$$V_{CE0} \geq 3 \cdot (18 + 0.7 + 20) \approx 116 \text{ V}$$

その他の値は図3.6の例と同じ結果になります。したがって、図3.6の抵抗+ダイオードの回路に比較して、パワー・トランジスタの  $V_{CE0}$  が低いものという利点が出てきます。

### 3.3 効率を大幅に改善する定電流チョップ駆動

#### ● 定電圧駆動の欠点

ステッピング・モータを基本的に動作させる方法、および高速運転するためのモータのコイル電流の立ち上りを改善する方法をいくつか紹介しましたが、定電圧電源による駆動では、直列抵抗と高電圧回路の組み合わせのために、モータの電力消費以外に、直列抵抗によるむだな電力消費がありました。また2電源駆動方法では、電圧の異なった電源が必要になるなどの欠点がありました。

ところで、定電圧電源でも図3.1に示したようなシリーズ制御型電源のほかに、最近では効率の良いスイッチング・レギュレータ電源が多く利用されるようになりました。実はモータの駆動方法にも、スイッチング技術を利用した効率の良い方法があります。これが、PWM 制御を使った定電流チョップの技術です。この方法は回路は複雑になりますが、最近では専用 IC も多く市販されており、今後、トルクの大きいモータや高速駆動のモータを使用する時に主流になるものと考えられています。

#### PWM 制御とは

まず、効率の良いスイッチング制御の元になっている PWM 技術から紹介しておくことにしましょう。



るフライホイール・ダイオード $D_F$ が、モータのコイルとグラウンドとの間に接続されている点です。

コンパレータ回路の基準電圧 ( $V_{REF}$ ) 入力には、モータのコイルを含めた閉ループで構成される自励発振電圧か、外部で発振させた波形を入力させます。この与え方によって、自励式と他励式とに分かれています。

#### 他励式の定電流チョップ

図3.13の他励式定電流チョップでは、基準電圧入力には直流の基準電圧 $V_{REF}$ に三角波の交流信号を重畳させた電圧を用います。まず説明をわかりやすくするために、電流検出用抵抗 $R_S$ を仮に $1\Omega$ として話を進めましょう。

基準電圧入力端子  $V_{REF}$ には、 $1V$ の直流電圧に小さい振幅の三角波が重畳された電圧を与えます。そして、 $V_{REF}$ はコンパレータのインバーティング (-) 入力に、モータの電流出電圧 $V_S$ はノン・インバーティング (+) 入力に接続しておきます。

さて、モータの電源をONにすると、コイル電流が徐々に流れ始めます。この時点では $V_S$ の電圧はまだ $V_{REF}$ に力された電圧より低いので、コンパレータの出力 $V_O$ は“L”レベルになっています。そして、 $V_O$ はANDドライバに入力され、励磁トランジスタ $Tr_1$ をONにしています。すると、モータの時定数後にはコイルの電流が立ち上がり、モータの電流出電圧 $V_S$ が $1V$ 近辺になります。そして $V_S$ が $V_{REF}$ よりも高い電圧になると、コンパレータの出力 $V_O$ は“H”になり、 $Tr_1$ がOFFになります。すると今度は $V_S$ が低下し、コンパレータ出力 $V_O$ が“L”になり、 $Tr_1$ がONになるようなフィードバック

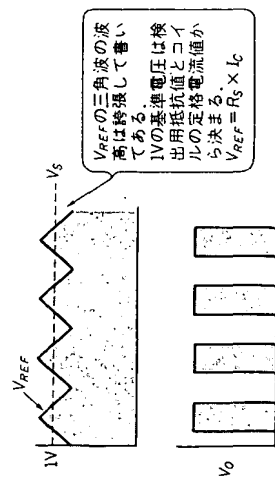


図3.14 入力信号とOPアンプ出力、コイルの負荷電圧波形

がかかります。

このようにして、 $V_S$ と $V_{REF}$ の電位がほぼ同じになるように保たれると、 $V_O$ の出力波形は図3.14のような方形波になります。

#### ●フライホイール・ダイオードの効果

さて、以上のような動作状態において、 $Tr_1$ がONのときは、モータのコイル電流は電源から $Tr_1$ を通って流れます。しかし、 $Tr_1$ がOFFになると、コイルには逆起電圧が発生します。ところが、コイルとグラウンド間にはダイオード $D_F$ が接続してあるため、逆起電力による電流は点線のよう循環し、コイル間を流れることになります。

この循環電流は次第に減少し、その結果 $V_S$ の電圧も下降します。そして、 $V_S$ が $V_{REF}$ を下まわると、コンパレータにより $V_O$ が“L”レベルになり、再び $Tr_1$ がONになります。このようにして、この回路はON/OFFを繰り返すわけですが、このON/OFFタイミングの周波数を $5kHz$ から $30kHz$ 程度にすると、ダイオード $D_F$ による循環電流のために、コイルに流れる電流のリップルはコイルの $L$ 分によりほとんどなくなるのです。つまり、トランジスタのスウィッチングによるON/OFFのすき間を、コイル電流としては逆起電力による循環電流によってカバーしてしまうのです。そのような意味で、このダイオードのことをフライホイール・ダイオードと呼んでいます。

図3.15にPWM駆動におけるコイルの電流、電圧波形を示します。

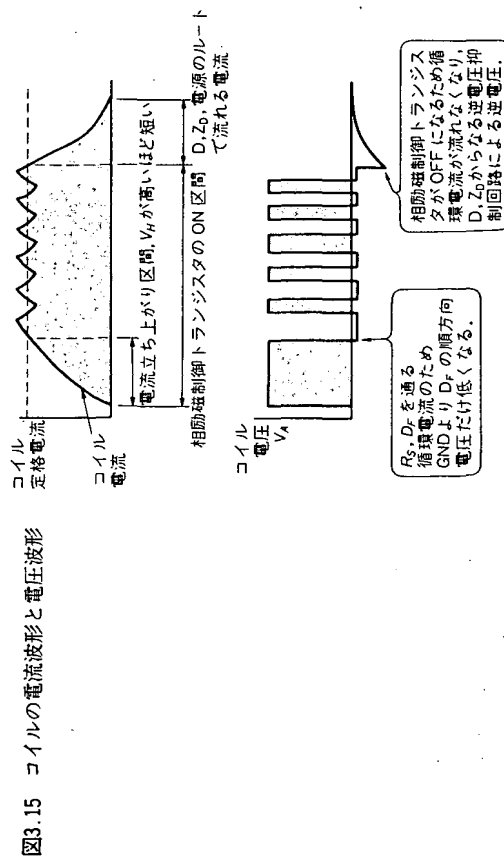


図3.15 コイルの電流波形と電圧波形

## PWM 駆動回路の特性

トランジスタのON/OFF周波数は、 $T_{r1}$ のOFF時の循環電流を有効に利用できるように決めますが、あまり低かったり、自励式で周波数が不安定動作になったりすると、モータの振動や騒音の原因となりますので注意が必要です。

また、基準電圧に重畳させる三角波の波高値が低いほど頻繁にON/OFFを行うので、コイルの定電流性は良くなるのですが、外部のノイズなどの影響を受けやすくなり、スイッチングに誤動作を伴うなどの欠点もでてきます。

PWM 駆動における、モータのコイルにかかる平均電圧  $V_L$  は、トランジスタのON/OFFの時間比率で表すことができます。

$$V_L = V_H \times \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad \dots\dots\dots (3-15)$$

つまり、(3-15)式の結果 ( $V_L$ ) がモータの定格電圧になればよいわけですから、電源にはモータ・コイルの定格電圧よりも高い電圧 ( $V_H$ ) を用いてスイッチングを行うと、コイルに定格電圧を印加したような状態ができるわけです。

また、相励磁の制御トランジスタ (図3.13では省略) がONになったときは、電流検出電圧  $V_S$  は基準電圧  $V_{REF}$  よりも低いので、コイルには高い電圧 ( $V_H$ ) が印加されます。したがって、モータへの電流の立ち上がりが速くなり、モータの高速化に寄与します。そして、電流が定格値にほぼ等しくなると  $T_{r1}$  がON/OFFし、電流も常に一定になるように動作するわけです。

PWM 駆動における、コイルに印加される電圧と電流の関係を図3.15に示していますが、制御トランジスタがONしている期間に  $T_{r1}$  を流れる電流を  $I_S$  とすると、 $I_S$  とコイルに流れる電流  $I_C$  との関係は次式で表すことができます。

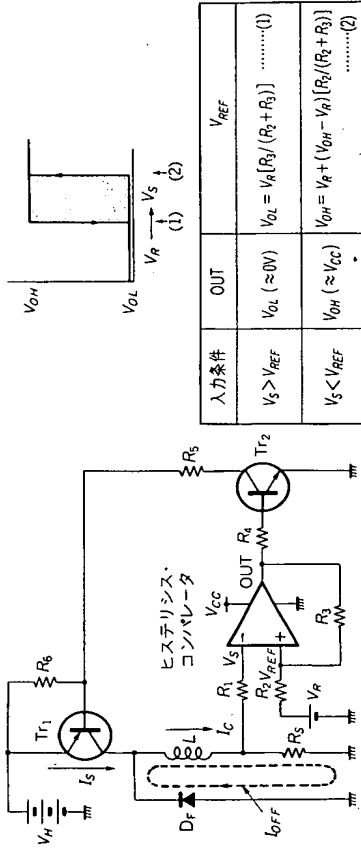
$$I_S = I_C \times \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad \dots\dots\dots (3-16)$$

つまり (3-16) 式より、モータに流れる電流  $I_C$  は、定電圧駆動の消費電流の  $[T_{ON}/(T_{ON} + T_{OFF})]$  に抑えられることがわかります。PWM 駆動が電力効率の良い方式であることが理解できると思います。

## 自励式の定電流チョップパでは

図3.16に自励式定電流チョップパ制御の基本回路を示します。基本的には前述の他励式とよく似ています。しかし、図3.13の他励式駆動回路では、基準電圧  $V_{REF}$  に三角波またはの

図3.16 定電流チョップパ回路 (自励式)



こぎり波を与えています。その代わりに図3.16の自励式定電流チョップパ制御回路では基準電圧  $V_R$  に定電圧を与え、コンパレータの出力を正帰還するようにしています。

回路の動作は次のようになります。電源が印加されると基準電圧  $V_{REF}$  よりも電流検出電圧  $V_S$  が低いので、コンパレータの出力は“H”レベルになり、トランジスタ  $T_{r2}$  がONになります。その結果  $T_{r1}$  のベース電流が流れ、 $T_{r1}$  がONしてモータのコイルに電流が流れ始めます。そして、 $V_S$  の電圧が上昇し、 $V_S$  と  $V_{REF}$  が同じになるまで  $T_{r1}$  がON 電流を流し続けるところは、他励式の動作と同じです。

さて、 $V_S$  が  $V_{REF}$  より高くなると、コンパレータの出力は“L”になり、 $T_{r2}$  と  $T_{r1}$  は共にOFFになります。その結果、コンパレータの出力電圧がほぼ0Vであれば、 $V_{REF}$  入力端子の電圧は、 $V_{REF} = V_R [R_2 / (R_2 + R_3)]$  になり、当然コンパレータの出力が“H”のときの  $V_{REF}$  よりも低い電圧になります。

さらに  $T_{r1}$  がOFFになった瞬間、コイルには逆起電力が発生し、電流検出抵抗  $R_3$ 、フライホイール・ダイオード  $D_f$  を通って循環電流  $I_{OFF}$  が流れます。また  $I_{OFF}$  が減少するに従って  $V_S$  も降下します。そして  $V_S$  が  $V_{REF}$  より低くなると、再びコンパレータの出力が“H”レベルになり、 $T_{r2}$  と  $T_{r1}$  がON になって、電源よりコイルに電流が流れるというわけです。

コンパレータの出力が“H”の時の電圧を  $V_{OH}$  とすると、 $V_{REF}$  の電圧は、 $V_{OH} > V_R$  の関係より、 $V_{OH}$  と  $V_{REF}$  の電位差を  $R_2$  と  $R_3$  で分圧した形になります。つまり、

$$V_{REF} = V_R + (V_{OH} - V_R) [R_2 / (R_2 + R_3)]$$

このように、 $V_{REF}$  は  $T_{r1}$  がOFFの時よりも高い電圧となり、 $V_S$  が  $V_{REF}$  になるまでコイル

に電流が流れます。その結果、 $T_{R1}$ はON/OFFを繰り返し、コイルにリプルを含んだ電流が流れます。

この時、 $V_{REF}$ の電圧変化が小さいほど、ON/OFFを繰り返し、モータには一定の電流が流れるようになります。この様子を図3.17に示します。

モータのコイルに加わる平均電圧は、他励式駆動の(3-15)式と同じで、

$$V_L = V \times \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}$$

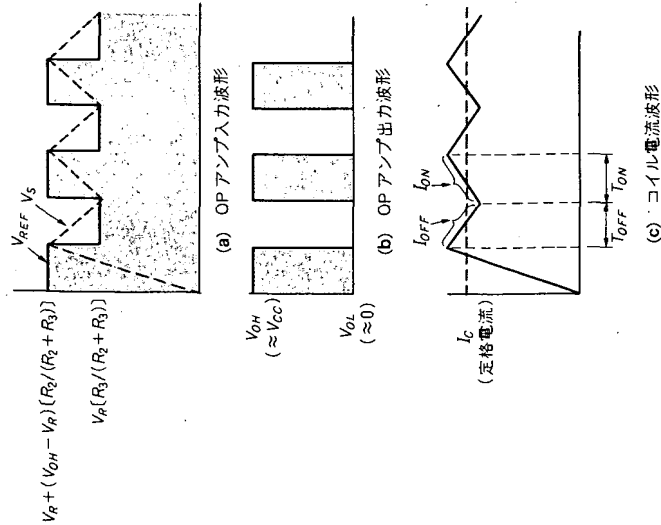
になります。また、電源からコイルに流れる平均電流  $I_S$  も、

$$I_S = I_C \times \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}$$

になり、他励式定電流チョップパと同じ効果が得られます。

このように、自励式定電流チョップパ回路は、チョッピング周期がモータのコイルを含む閉ループで構成される自励発振回路になっています。したがって、チョッピング周期はモータの時定数  $\tau$ 、電源電圧変動、基準電圧  $V_R$  の変動などが影響し、場合によっては可聴周

図3.17 自励式チョップパの波形



波数領域のチョッピングが生じ、騒音の原因になることもあります。もちろん、この欠点を除去した製品も開発されています。

### 3.4 定電流チョップパ駆動専用ICの利用

#### ●専用ハイブリッドICが多い

PWM制御を利用した定電流チョップパは、ステッピング・モータ駆動の効率を飛躍的に向上させますので、高速でトルクの大きいモータの駆動においては主流になりつつあります。とはいえ、前述したような回路をトランジスタや汎用ICによるディスクリート部品で作るのは大変なので、最近ではステッピング・モータ駆動専用に使われたICが多く使われています。

ただ、ICとはいえパワー回路を含むために、いわゆるモノシックICというわけにはいかず、ハイブリッドIC (チップ部品を使用) で構成されているものが多いようです。ここでは、この定電流チョップパ型ICの代表としてハイブリッドICを使用する例について紹介しましょう。表3.1が定電流チョップパ専用ICの一例です。

ここで紹介するSI7300A (サンケン電気) は、ユニポーラ駆動用の定電流チョップパIC

表3.1<sup>(1)(9)</sup> PWM制御定電流チョップパ方式のIC

項目	型名	SI7200E	SI7230E	SI7200M	SI7115B	SI7300A
駆動方式		バイポーラ	バイポーラ	バイポーラ	ユニポーラ	ユニポーラ
電源電圧 (max) (min)		50 V 20 V	50 V 20 V	40 V	40 V	42 V
出力電流 $I_O$ (max)		1.0 A	2.5 A	1.0 A	1.5 A	1.5 A
逆起電圧解消回路		回路内蔵	回路内蔵	回路内蔵	回路内蔵	外付けダイオードによる
励磁入力 (4相) 電流		1.6 mA	1.6 mA	1.6 mA	1.0~2.0 mA	出力電流によって入力電流、電圧が異なる ~max 10 mA
制御回路		制御用IC SI7201Aとベアで使用	制御用IC SI7201Aとベアで使用	内蔵 外部トリガ・パルス必要	内蔵 発振回路内蔵 ≒21 kHz	内蔵 発振回路内蔵 ≒21 kHz
制御回路用電源 (補助電源)		SI7201A +20~50 V	SI7201A +20~50 V	+5 V	内部で作っている	+5 V
外形寸法		45×21×7	45×21×7	65×30×7.8	72×40×9.0	65×30×7.8

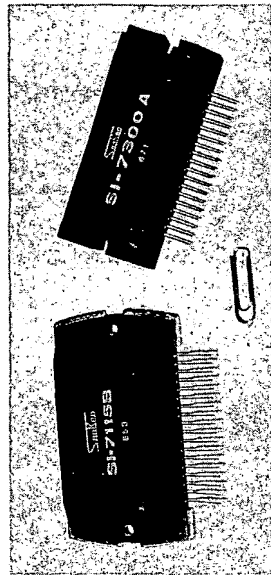


写真3.1 専用ハイブリッドIC (サンケン電気)

で、外付け部品点数も少なく、簡単に効率の良い駆動回路を構成することができます。写真3.1がSI7300Aです。

このICの定電流チョッパ制御方式は、前項で説明した方式とは回路構成および制御方法が少し異なっています。

#### ● SI7300A の構成

SI7300Aの基本回路構成を図3.18に示します。基準電圧  $V_{REF}$  は固定になっており、モータ・コイルの電流検出側の入力にヒステリシスをあたえるように、正帰還抵抗  $R_5$  が接続されています。また、 $V_{REF}$  には外部よりトリガ・パルスが入力できるようになっています。このトリガ・パルスは、トリガ・パルス発振回路より一定周期の信号を与え、チョッパ周波数を固定させるためのものです。

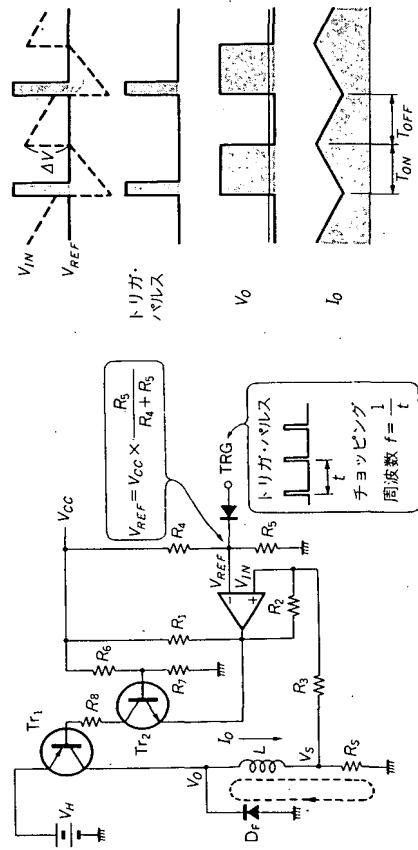
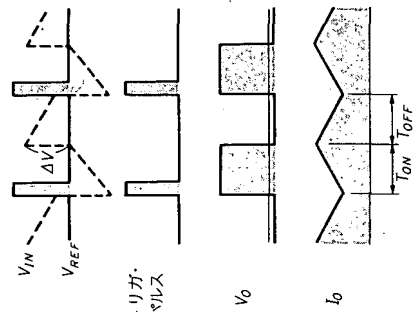
図3.18<sup>(18)</sup> SI7300Aの基本構成図3.19<sup>(18)</sup> SI7300Aの動作波形

図3.18において  $T_1$  がONすると、コイル  $L$  に電流が流れ始め、電流が増加すると同時に電流検出用抵抗  $R_5$  端の電圧  $V_s$  も上昇します。そして、コンパレータの (+) 入力端子の入力電圧  $V_{IN}$  も上昇します。

一方、コンパレータの (-) 入力端子の基準電圧  $V_{REF}$  は  $R_4$  と  $R_5$  の分圧比で固定されており、この  $V_{REF}$  と  $V_{IN}$  とが等しくなるまでモータへの電流が増加します。そして、 $V_{IN}$  が  $V_{REF}$  よりも大きくなるとコンパレータが反転し、出力が“H”レベルになります。すると  $T_2$  のエミッタの電圧がベース電圧よりも高くなり、 $T_2$  はカットオフになります。つまり、 $T_1$  のベース電流を流し出さなくなり  $T_1$  がOFFになります。

また、コンパレータの出力が“H”になると、 $V_{CC}$  とGND間に  $R_1$  と  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_5$  が入った形になり、 $R_1$  と  $R_5$  の定数によって正帰還がかかり、 $V_{IN}$  の電圧は  $\Delta V$  だけ上昇します。つまり、 $V_{REF}$  の電圧よりも  $\Delta V$  だけ高い電圧が  $V_{IN}$  に入力されることになります。

一方、 $T_1$  がOFFになると、コイルには逆起電圧が発生します。そして、 $L \sim R_5 \sim D_F$  をループとする循環電流が流れますが、これは、次第に減少していき、もちろん、電流が減少するに従って  $V_s$  の電位も下降します。  $V_{IN}$  の電位も当然下がることになります。

ところが、このとき、トリガ・パルスがTRG端子に入力されるとどうなるでしょう。  $V_{REF}$  の電位が一時的に高くなるのです。トリガ・パルスによる  $V_{REF}$  の電位は、これが  $V_{IN}$  を超える値であれば強制的にコンパレータの出力は反転され“L”レベルとなります。

その結果、 $R_5$  と  $R_3$  の定数によって  $V_{IN}$  の電圧が  $V_{REF}$  よりも低くなります。つまり、トリガ・パルスがOFFになっても  $V_{REF} > V_{IN}$  の関係になり、 $T_1$  と  $T_2$  がONになって、再び  $V_H$  よりモータのコイルに電流が流れるようになります。

コイルの電流はその後  $V_{REF} < V_{IN}$  の状態になるまで増加し、前に説明した動作を繰り返すわけです。これらの動作波形を示したのが図3.19です。

#### ● SI7300A を使うには

この定電流チョッパ方式は、外部トリガによるチョッピング時に、コンパレータにヒステリシス電圧をもたせています。したがって、ノイズ・マージンを大きくとることができること、基準電圧  $V_{REF}$  が直流電圧であるため、三角波やのこぎり波による方式と比較して、定電流特性に優れているなどの特徴をもっています。また、チョッピングの周期は外部発振回路で固定されていますので、自励式のようなチョッピング周期の変動によるモータの騒音は解消されます。

SI7300Aの電氣的特性を表3.2に示します。図3.20がブロック図です。この図より、

図3.21<sup>(19)</sup> SI7300Aの等価回路

図3.20(18) SI7300Aのブロック図

主電源  $V_{cc1}$  逆起電圧解消用  
ツェナ・ダイオード  
ZD

補助電源  $V_{cc2}$

基準電圧

比較増幅部

電流制御部

励磁増幅部

励磁信号部

逆起電圧解消部

トリガノバース  
発振回路

励磁信号  
(4相)

電流輸出抵抗  
 $R_d$

M

SI7300A のブロック図

図3.21が等価回路です。図3.18の基本回路と比較してみると、より理解が進むと思います。図3.21の $Q_1$ と $Q_2$ が図3.18の $Tr_1$ に相当します。 $Q_3 \sim Q_6$ は相励磁切り替え用のトランジスタで、図3.18では省略してあります。 $Q_7$ と $Q_8$ は $Tr_2$ に相当するものです。トリカバパルス発生回路も内蔵しており、表3.2から約21 kHzのパルスを発生していることがわかります。また、基準電圧は $V_{CC}(=5V)$ を $R_{15}$ と $R_6$ によって分圧したものであり、この基準電圧を変化させることで、出力電流を変えることができます。この基準電圧は外部(2番ピン)に端子が出ていますので、この2番ピンとグラウンド(18番ピン)との間に抵抗 $R_X$ を並列に接続すると、合成抵抗 $R_p$ は、

になり、基準電圧が低下することになります。その結果、モータの出力電流もより低い値で制御されることになります。

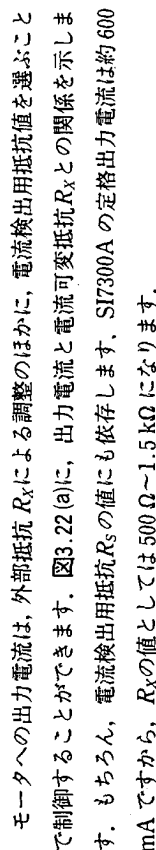


図3.22(b)は、モータの出力電流 $I_{OH}$ と、電流換出抵抗 $R_S$ との特性です。モータを定格電流（ $\approx 600$  mA）以内で使用するのであれば、 $R_S$ の値は1.8  $\Omega$ 以下になります。また、出力電流 $I_{OH}$ は次の近似式で求めることができます。

$$I_{OH\text{ (min)}} \div \frac{1}{R_c} \cdot (0.214 \cdot V_{CC2} - 0.021) \text{ A} \dots\dots\dots (3-18)$$

ただし、 $V_{CC2}$ は補助電源電圧 ( $\approx 5\text{ V}$ )





電流として8mA程度流せるようにしておけば、 $I_o=1.5A$ 以下のコイル電流に対して十分満足できる値になります。

なお、このICの前段にくるドライバICは、“H”レベルで10mA以上流せるものであれば、電流制限抵抗を入れてドライバしたほうがよいでしょう。“H”レベルで必要な電流が取り出せなければ、TTLの7406などのオープン・コレクタ型ICを用いて、プルアップ抵抗を通してドライバ電流を確保します。ドライバ用ICの接続例を図3.24に示します。74HC368の $I_{OH}$ は、推奨動作では4.5Vで6mAですが、実際には10mA程度は流すことができます。

ステッピング・モータの相励磁用IC PMM8713は出力電流が20mAまで取り出せますので、直接制限抵抗を通して接続することができます。図3.25にPMM8713との接続例を示します。

## 第4章

# マイコンによるモータの基本制御技術

ステッピング・モータの駆動は、一部のものを除いて、デジタル信号だけで制御することができます。そして、デジタルの処理であれば、マイクロコンピュータで制御することが容易になります。近年、ステッピング・モータが多く使われるようになった一つの要因に、マイクロコンピュータ（以下マイコンという）との相性の良さがあると思われます。

ステッピング・モータの制御にマイコンを使うことのメリットは、

- (1) 制御をプログラマブルに行うことができる
- (2) 制御の変更のしやすさなど、自由度が高い
- (3) マイコンはモータの制御以外にも利用できる
- (4) 何らかの演算結果を、モータの制御にフィードバックすることができる
- (5) モータと組み合わせたシーケンシャル制御が容易にできる
- (6) 複数のモータを同時に制御することができる

などがあげられます。

そこで、この章では現在、制御用マイクロコンピュータの主流としてもっとも多く使用されている8ビット・マシン、Z80および6809を例にして、基本的なインターフェース方法と応用方法について紹介することにします。

## 4.1 インターフェース・ポートを作る方法

### ●どんなインターフェースが必要か

マイコンにステッピング・モータを接続しようという場合には、いわゆるI/Oポートと呼ばれる入出力のためのインターフェース回路を用意しなければなりません。そのためには、それぞれのマイコンに専用に用意されている周辺LSIを使うのが一般的です。

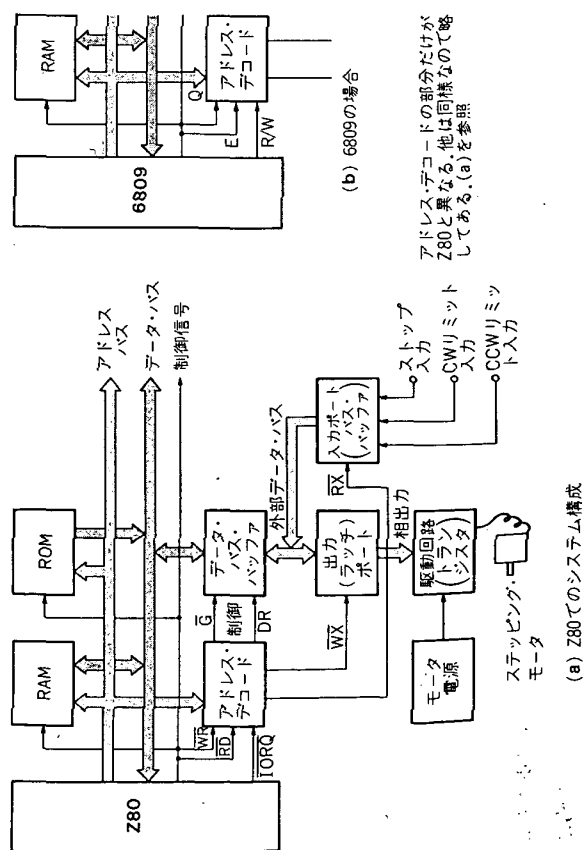
例えば、Z80系ではPIO（パラレル入出力）、あるいはPPI（パラレル周辺インターフェース）と呼ばれる8255A（本来はZ80系ではなく、8085Aの周辺LSI）、68系ではPIA（並列インターフェース・アダプタ）と呼ばれるMC6821などがあります。しかし、これらを汎用入出力ポートとして使用するには、周辺LSIのイニシャライズをソフトウェアで行わなければならない。これは意外と面倒なのです。

ところが、ステッピング・モータを制御するための相励磁や、モータの位置を知るリミット・スイッチの入力を読み込む程度のものであれば、専用I/Oポートを使う必要はありません。リミット・スイッチ入力を読み込みの汎用ロジックの3ステート・バッファ、相励磁駆動にラッチICを使用することで簡単に入出力ポートを構成することができます。

図4.1に、ステッピング・モータ・インターフェースを含むマイコン・システムの構成図を示します。

図4.1でも明らかなように、データ・バスに接続する3ステート・バッファやラッチICは、Z80でも6809でも変わりありません。変わるのはマイコンの出力するアドレス信号のデコード方法とタイミミングの処理です。

図4.1 ステッピング・モータ・インターフェースをもつマイコン・システムの構成



### Z80 とのインターフェース

Z80の場合、I/Oをアクセスする信号線としてIORQがあります。この信号とリード(RD)信号、ライト(WR)信号、それにアドレス信号とでラッチおよび3ステート・バッファの制御を行います。この方法をI/OマップD/I/Oといいます。図4.2にZ80用のインターフェース回路例を示します。

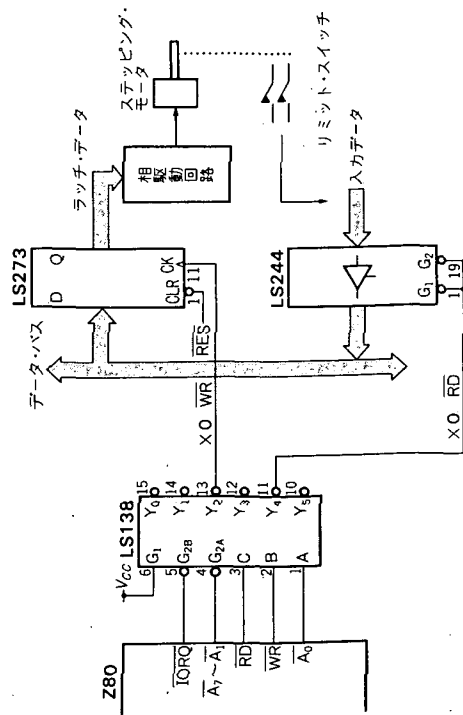
なお、Z80は、I/O領域をメモリ領域の中に置くことも可能です。この方法をメモリ・マップD/I/Oといいます。この場合には、メモリ・アクセス信号(MREQ)をIORQと入れ替えることで処理することができます。ただし、メモリ・マップD/I/Oで制御を行う場合は、アドレスをフル・デコードしておかないと、ほかのメモリ・アクセス時に信号が干渉することもあるので注意が必要です。

### ● 6809 とのインターフェース

6809はZ80のRD、WR信号が1本(R/W; R: "H", W: "L")になっています。また、I/O領域はなく、I/Oもメモリの一部として取り扱うメモリ・マップD/I/Oです。そのためのメモリ・アクセスのタイミミング信号としてEクロック、アドレス・バスのタイミング信号としてQクロックがあります。

これらの信号を用いてラッチのタイミミングおよび、3ステート・バッファの制御を行うようにした例を図4.3に示します。

図4.2 Z80のI/Oアドレス・デコード例





CPU が Z80 の場合は、クロック  $\phi = 4 \text{ MHz}$  とすると、1 サイクルは  $0.25 \mu\text{s}$  です。したがって、このプログラムを実行すると、約  $80 \text{ kHz}$  (pps) のパルスが得られます。

6809 の場合は水晶発振子を  $4 \text{ MHz}$  とすると、クロックの 1 サイクルは  $1 \mu\text{s}$  となり、約  $55 \text{ kHz}$  (pps) のパルスが得られることになります。

しかし、このままでは周波数は高すぎるし、パルスの停止を行うこともできません。そこで、次には任意のパルス周波数を得る方法を考えてみましょう。

任意の周波数が得られ、一方向のみの回転で、あるパルス数だけを出すためのサブルーチンをリスト4.1に示します。この方法は、パルスを出した後にタイマを入れる方法で、減算タイマ用のレジスタの値を大きくすると周波数は低くなります。しかし、一定間隔のパルスであるため、実際に使う場合は、このパルス周波数がモータの自起動周波数範囲内になるように制限されます。そのため使用範囲は限られます。

リスト4.1 簡単なソフトウェア・タイマ・プログラム

; HL = パルス数 (0 ~ 65535)		* X = パルス数 (1 ~ 65535)	
; IX = タイマ		* Y = タイマ	
Z80		* 6809	
BEGIN: LD	DE, -1	BEGIN	PSHS Y
LOOP: PUSH	IX	ORA	\$01
OR	01H	STA	<POUT
OUT	(POUT), A	AND	\$FE
AND	0FEH	STA	<POUT
OUT	(POUT), A	LEAY	-1, Y
JP	C, DELAY	BNE	DELAY
POP	IX	PULS	Y
ADD	HL, DE	LEAX	-1, X
JP	C, LOOP	BNE	BEGIN
RET		RTS	

$$\text{周波数 (pps)} = \frac{10^6}{0.25 (111 + 25 \cdot X)}$$

2. 4pps ~ 36036pps

(a) Z80 の場合

$$\text{周波数 (pps)} = \frac{10^6}{34 + 8X}$$

1. 9pps ~ 23809pps

(b) 6809 の場合

### 実用的なパルス発生プログラム

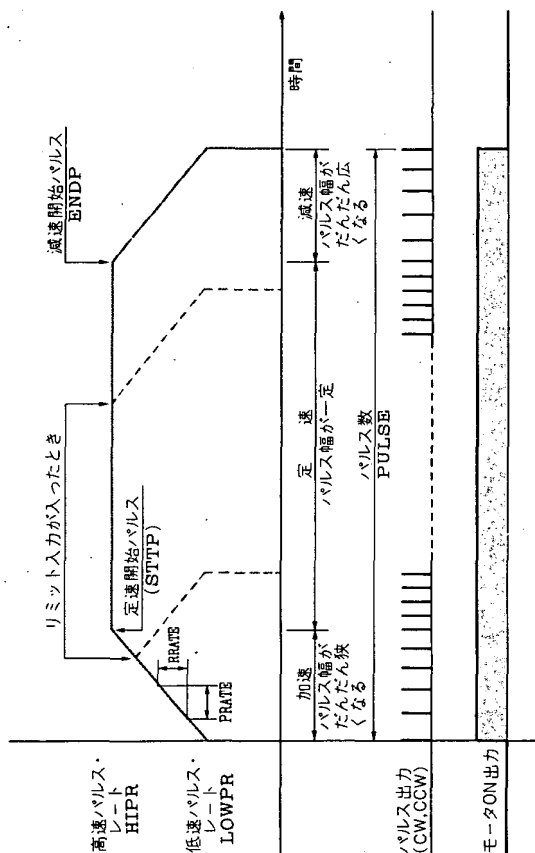
モータを実際に動作させる場合は、早く移動したいとかパルス数が多過ぎるとかいうことが多くあります。あるいは調整ごとにパルスを変えたいことがあったり、フォト・センサによる検出地点でモータを停止させたい、などということが発生します。さらに実際には、モータの加速減速動作 (スロー・アップ/スロー・ダウン) はどうしても必要となり、それを認識、制御するためのフォト・センサ入力への対応も必要となります。

これらを考慮した本格的なパルス発生器のタイムチャートが図4.5です。また、プログラム・フローチャートが図4.6です。このプログラムでは加速、定速、減速時の周波数が同じ式になるように無意味な命令 (タイマ) を入れています。

また、このプログラムはサブルーチン化されており、入力パラメータをセットして BEGIN をコールすると、パラメータに沿ったパルスを発生します。リスト4.2とリスト4.3に Z80 および 6809 によるプログラム・リストの実例を示します。

このプログラムにおいて、入力パラメータの LOWPR は、開始時あるいは停止直前のパルス・レートです。また HIPR は定速時のパルス・レートです。この値でスピードが決まります。

図4.5 加速減速動作のタイムチャート



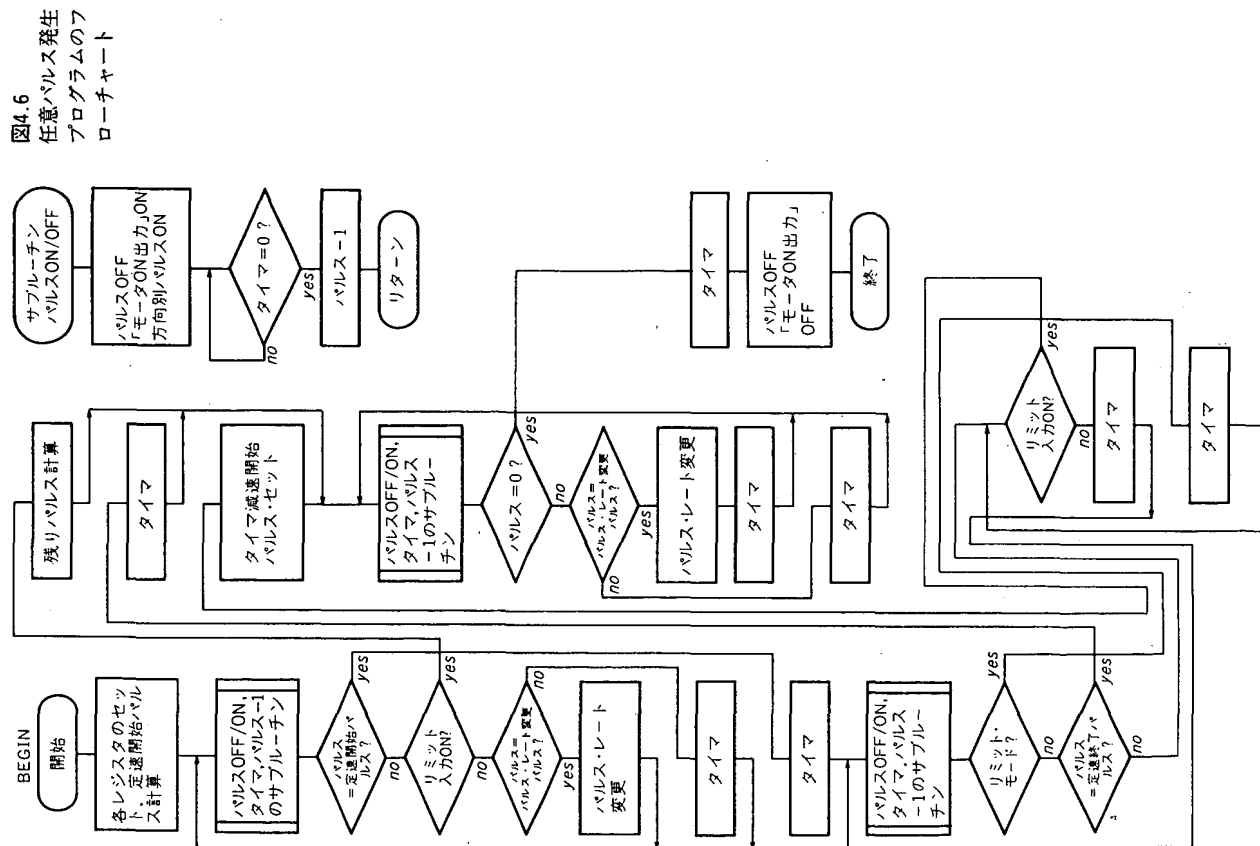


図4.6  
任意パルス発生  
プログラムのフ  
ローチャート

PULSE はパルス・モードのときのパルス数で、最大 65535 パルスです。ENDP はパルス減速開始から停止までのパルス数、STTP は内部で演算し設定します。MODDIR はパルス・モード (PULSE 数だけパルスを出す) か、リミット・モード (方向別のリミット・スイッチ入力があるまでパルスを出す) かの設定と、回転方向の設定です。

PRATE と PRATE は加減速時の傾斜を変えます。PRATE と RRATE の関係は、PRATE のパルスで RRATE だけの LOWPR を変えます。

なお、このプログラムでは入力パラメータのチェックは行っていませんので、間違ったパラメータにすると動作がおかしくなります。また、パルス・モードとリミット・モードのどちらのモードも、全パラメータをセットする必要があります。一度セットすると再設定の必要はありません。

リスト4.2 任意パルス発生プログラム (Z80用)

```

TITLE      PULSE MOTOR CONTROL PROGRAM 1

*380
DSEG
RAM      08000H
ROM      01000H
t

ORG      RAM
t***** MEMORY MAP *****
t***** ENTROPY *****
LOWPR: DS 2      1 LOW PULSE RATE
HPR: DS 2      2 1 HI PULSE RATE
PULSE: DS 2      2 1 PULSE
ENDP: DS 2      2 1 END PULSE
MODDIR: DS 1      1 MODE & DIRECTION
t DO=0=CCW,1=CCW
t DT=0=PULSE,1=LIMIT MODE
PRATE: DS 1      1 PULSE RATE
PRATE: DS 1      1 RAMP RATE
t***** WORK AREA *****
DS 1      1 PRATE-H
DS 2      1 START PULSE
DELAY: DS 1      1 DELAY WORK
t***** I/O *****
POUT EQU 80H      1 DO=CCW PULSE
t DT=CCW PULSE
t DT=CCW MOTOR ON
t DO=CCW LIMIT (0=ON)
t DT=CCW LIMIT (0=ON)

LIMIT EQU 81H
t

ASEG
ORG
BEGIN: LD 21 8000H
LD 00 21 8000H
AF 1008
LD 22 8008H
LD 100C 24 8004H
LD 100F ED 4B 8005H
LD 1013 ED 42
LD 1015 22 8000H
LD 1018 21 8000H
LD 101B ED 4B 8004H
LD 101F DS
t
FD 21 8000H
DD 21 8000H
AF 1008
LD 100C 24 8004H
LD 100F ED 4B 8005H
LD 1013 ED 42
LD 1015 22 8000H
LD 1018 21 8000H
LD 101B ED 4B 8004H
LD 101F DS
t
ROM
t IV, DELAY WORK
t IX, LOWPR
t A,
t (PRATE+1), A
t HL, (PULSE)
t BC, (ENDP)
t HL, BC
t (STTP), HL
t HL, STTP+1
t BC, (PULSE)
t
t 114: DELAY WORK
t 114
t 1 4AA=0, CY=0
t 113H
t 118H
t 120H
t 115
t 120H STTP=PULSE-ENDP
t 110
t 120
t 1 4: HL'=STTP+1, BC'=PULSE
t 11F

```

リスト4.2 (つづき)

1020	2A 8000"	LD HL, (LOWPR)	116
		11X=LOWPR, A=0, HL=(LOWPR), HL=STTP+1, BC'= (PULSE)	
1023	08	EX AF, AF'	117:PULSE OFF/ON, TIMER,
1024	CD 111E	CALL PONOFF	PULSE-1 *** 173+23XX
1027	78	LD A, B	14
1028	BE 01	CP (HL)	17
1029	20 23	NZ, UP2	112, 7:PULSE'H - STTP'H ?
102B	79	LD A, C	14
102C	28	DEC HL	16
102D	BE 3C	CP (HL)	17
102E	20 3C	CP Z, CONST	112, 7:PULSE'L - STTP'L ?
1030	23	INC HL	16
1031	D9	EXX	14
1032	3A 8008"	LD A, (MODDIR)	113X
1035	E6 01	AND 1	17X
1037	3C 01	INC A	44X
1038	47	LD B, A	14X
1039	D8 81	IN A, (LIMIT)	111X
103B	A0	AND B	14X
103C	28 6E	JR Z, LMTON1	112, 7X LIMIT ON ?
103E	08	EX AF, AF'	14
103F	3C	INC A	14
1040	DD BE 03	CP (1X+3)	113:PULSE
1043	20 0E	JR NZ, UP4	112, 7
1045	AF	XOR A, (RATE)	141A=0, CY=0
1046	ED 52	LD HL, DE	120:0=0
104A	18 D5	JR UP	115:HL=LOWPR - RRATE
104C		*** DELAY ROUTINE ***	112
104E	3A 8008"	LD A, (MODDIR)	113
1051	18 DE	UP1	112
1053	18 00	JR UP5	112
1055	18 00	UP5	112
1057	18 00	UP6	112
1059	C3 1023	UP7	112
105C	FD 34 00	MOVLMT: INC (1Y)	110
105F	C3 1062	MOVLMT: JP	123
1062	C3 1056	MOVLMT: NOP	110
1065	00	LMTCHI: JP	14
1066	C3 1069	LMTCHJ: JP	110
1069		LMTCHJ: JP	110
106C	FD 34 00	CONST: INC (1Y)	123
106F	FD 34 00	INC (1Y)	123
1072	FD 34 00	INC (1Y)	123
1075	FD 34 00	INC (1Y)	123
1078	FD BE 00	CP (1Y)	119
107E	21 8007"	LD HL, ENDP+1	110
107F	2A 8002"	LD HL, (H1PR)	14
1082	CD 111E	CALL PONOFF	117:PULSE OFF/ON, TIMER,
		FLAT: 364+23XX	PULSE-1 *** 173+23XX
1085	3A 8008"	LD A, (MODDIR)	117
1088	E6 02	AND 0	17
108A	20 D0	JR NZ, MOVLMT	112, 7:TO LIMIT ?
108C	78	LD A, B	14
108D	BE 05	CP (HL)	17
108E	20 D5	CP NZ, LMTCHI	112, 7:PULSE'H - ENDP'H ?
1090	79	LD A, C	14
1091	28	DEC HL	16
1092	BE	CP (HL)	17

リスト4.2 (つづき)

1093	28 5B	JR INC	112, 7:PULSE'L - ENDP'L ?
1095	23	LMTCHK: EXX HL	16
1096	03	LD A, (MODDIR)	14
1097	3A 8008"	LD 1	113
109A	E6 01	AND A	17
109C	3C	INC A	14
109D	47	LD B, A	14
109E	D8 81	IN A, (LIMIT)	111
10A0	20 17	AND B	14
10A1	FD 34 00	JR Z, LMTON	112, 7
10A3	FD 34 00	INC (1Y)	123
10A5	FD 34 00	INC (1Y)	123
10A9	00	NOP	14
10AA	18 D6	JR FLAT	112
10AC	D9	LMTON1: EXX	14
10AD	2A 8004"	LD HL, (PULSE)	16
10B0	59	LD E, C	14
10B1	50	LD D, B	14
10B2	4F	XOR A	141A=0, CY=0
10B3	40	SEC	115:PULSE - BC'
10B5	4D	LD HL, DE	14
10B6	44	LD C, L	14
10B7	D9	LD B, H	14
10B8	18 46	EXX DOWN	112
10B8	D9	JR EXX	14
10B8	ED 4B 8006"	LD BC, (ENDP)	120
10B8	D9	EXX	14
10C0	C3 1100	DOWN	110
10C3	FD BE 00	CP (1Y)	119
10C6	FD BE 00	CP (1Y)	119
10C9	C3 10CC	JP SLOW2	110
10CC	FD 34 00	INC (1Y)	123
10CF	FD 34 00	INC (1Y)	123
10D2	FD 34 00	INC (1Y)	123
10D5	C3 1101	JP SLOW	110
10D8	FD 34 00	INC (1Y)	123
10DE	FD 34 00	INC (1Y)	123
10E1	FD 34 00	INC (1Y)	123
10E4	FD 34 00	INC (1Y)	123
10E7	FD 34 00	INC (1Y)	123
10EA	C3 10ED	JP STOP1	110
10ED	C3 111A	JP STOP	110
10F0	FD 34 00	INC (1Y)	123
10F3	FD 34 00	INC (1Y)	123
10F6	FD 34 00	INC (1Y)	123
10F9	FD 34 00	INC (1Y)	123
10FC	FD 34 00	INC (1Y)	123
10FF	D3	EXX	14
1100	AF	DOWN: XOR A	14
		1 364+23XX	AF, AF'
		SLOW: EXX	PONOFF
1101	08	CALL	117:PULSE OFF/ON, TIMER,
1102	CD 111E		PULSE-1 *** 173+23XX
1105	78	LD A, B	14
1106	81	OR C	14
1107	D9	EXX	14
1108	28 CE	JR Z, STOP0	112, 7:PULSE=0 ?
110A	08	EX AF, AF'	14
110B	3C	INC A	14
110C	DD BE 03	CP (1Y+9)	113:PULSE
110F	20 B2	JR NZ, SLOW0	112, 7
1111	AF	XOR A	14
1112	ED 5B 800A"	LD DE, (RRATE)	120





## リスト4.3 (つづき)

E02F	35 02	E00F	0056	PULS	A	#5
E031	20 DC		0057	BRA	CC:A,B,DP,X,Y,U	#5
E033	34 7F		0058	PSHS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#5
E035	35 7F		0059	PULS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#5
E037	20 5C		0060	BRA	SLOW	#3
>E039	16 0000		0061	MOVMT	LBR A	#5
E03C	16 002E		0062	DELAY	LMTCHK	#5
			0063	SUBROUTINE (PULSE OFF/ON, TIMER, PULSE-1)	***** 40+8*X	
					***** 40+8*X	
E03F	06 04		0064	PONOFF	LDB	#04
E041	E7 C4		0065	STB	O,U	#04
E043	06 08		0066	LDB	<MODIR	#1
E045	C4 01		0067	ANDB	#1	
E047	5C		0068	INCB		
E048	C4 04		0069	OFB	#04	
E04A	E7 C4		0070	STB	O,U	#04
E04C	9F 0E		0071	STX	<WORK	#5
E04E	30 1F		0072	LEAX	-1,X	#5
E050	26 FC		0073	BNE	SPEED	#3:TIMER
E052	3E 0E		0074	LDX	<WORK	#5
E054	31 3F		0075	LEAY	-1,Y	#5:PULSE-1
E056	39		0076	RTS		#5
			0077	LDX	<HPR	#5
E057	9E 02		0078	PSHS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#5
E059	34 7F		0079	PULS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#5
E05B	35 7F		0080	LBR A	FLAT	#5
>E05D	16 0000		0081	PULS	39+8*X	
			0082	BSR	PONOFF	#7:47+8*X
E060	8D 0D		0083	LDA	<MODIR	#4
E062	96 08		0084	AND A	#2	
E064	84 02		0085	AND A	#2	
E066	26 D1		0086	BNE	MOVMT	#3
E068	109C 06		0087	CMPT	<ENDP	#7
E06B	27 23		0088	BEG	DOWN	#3
E06D	D6 06		0089	LDB	<MODIR	#4
E06F	C4 01		0090	ANDB	#1	
E071	5C A001		0091	INCB		
E072	F4 A001		0092	ANDB	LIMIT	#2
E075	27 11		0093	BEG	LTON	#5
E077	34 10		0094	PSHS	X	#7
E079	35 10		0095	PULS	X	#7
E07B	20 E3		0096	BRA	FLAT	#3
			0097	STY	<SAVEP	#6
E07D	109F 10		0098	LDD	<PULSE	#5
E080	DC 04		0099	SUBO	<SAVEP	#6
E082	93 10		0100	TFR	D,Y	#6
E084	1F 02		0101	BRA	DOWN1	#3
E086	20 0C		0102	LDY	<ENDP	#6
E088	109E 06		0103	BRA	DOWN1	#3
>E08D	16 0004		0104	LBR A	DOWN1	#5
E090	34 7F		0105	PSHS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#5
E092	35 7F		0106	PULS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#5
E094	4F		0107	CLRA	CC:A,B,DP,X,Y,U	#2
			0108	39+8*X		
			0109	BSR	PONOFF	#7:47+8*X
E095	8D A8		0110	SLOW		

## リスト4.3 (つづき)

E097	108C 0000	E0A1	0111	CMPT	#0	#5
E098	27 11	E0A2	0112	BEG	STOP	#3
E09D	4C	E0A3	0113	INCA		#2
E09E	91 09	E0A4	0114	CMPT	<PRATE	#4
E0A0	26 91	E0A5	0115	BNE	SLOW	#3
E0A2	4F	E0A6	0116	CLRA		#2
E0A3	D6 0A	E0A7	0117	LDB	<PRATE	#4
E0A5	30 85	E0A8	0118	LEAX	B,X	#5
E0A7	34 30	E0A9	0119	PSHS	X,Y	#3
E0A9	26 30	E0AA	0120	PULS	X,Y	#3
E0AB	16 FFE7	E0AC	0121	LBR A	SLOW	#5
E0AD	34 7F	E0AE	0122	PSHS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#15
E0B0	35 7F	E0AF	0123	PULS	CC:A,B,DP,X,Y,U	#15
E0B2	34 02	E0B0	0124	PSHS	A	#6
E0B4	35 02	E0B1	0125	PULS	A	#6
E0B6	5F	E0B2	0126	CLRB		#2
E0B7	F7 A000	E0B3	0127	STB	ROUT	#5
E0BA	39	E0B4	0128	RTS		#5
		E0B5	0129	.END		

## TABLE SYMBOL TABLE \*\*\*\*\*

REGIN	E000	CONST	E057	DELAY	E03C
ENDP	E00F	FLAT	E060	HPR	0002
LTON1	E07D	LOWPR	0000	MODIR	0008
PRATE	0004	PULSE	0004	RAM	0000
SLOW	E032	SLOW	E032	SPEED	E04E
UP1	E03D	WORK	0006		
DOWN	E030	DOWN	E08D	DOWN1	E094
LIMIT	E001	LMTCHK	E08D	LTON	E088
POULMT	E039	PONOFF	E03F	ROUT	A000
ROM	E000	PRATE	000A	SAVEP	0010
STOP	E04E	STTP	000C	UP	E00F

### 相励磁機能を加えたパルス発生プログラム

PMM8713 などの専用 IC を使うとモータの相励磁回路は IC 1 個となり、かなり簡単になるのですが、汎用 IC と違って比較的高価だという欠点があります。また、使用する IC によって励磁するモードが異なりますので、モータの種類によって IC、ひいてはプリント基板を変更しなければならぬという難点があります。

そこで、ここでは専用 IC は使わずに、相励磁までマイコン側で行ってしまう方法について紹介しましょう。基本的には PMM8713 などのもっている機能をソフトウェアに置き換えるわけです。

追加機能としては 3 相モータ (2 相, 1-2 相励磁), 4 相モータ (2 相, 1-2 相励磁), 5 相モータ (2 相, 2-3 相励磁) のいずれかのモードが選択できます。またシングルのパルス・

表4.1 パルス発生プログラムによる計算順序と例

CPU	280A (4MHz)	6809 (4MHz)
プログラム	リスト 4-2*	リスト 4-3*
周波数 (pps)	リスト 4-2*	リスト 4-3*
X = HIPR, LOWPR	$10^6$	$10^6$
	$0.25(364+23(X))$	$98+8(X)$
	$0.25(444+23(X))$	$118+8(X)$
パルス・レート	$(10^6/\text{pps}) - 91$	$(10^6/\text{pps}) - 98$
HIPR, LOWPR	5.75	8
LOWPR (500pps)	332 (500pps)	238 (499.5pps)
HIPR (2000pps)	71 (2003pps)	50 (2008pps)
ENDP	261 130 87	188 94 62
PRATE	1 1 1	1 1 1
RRATE	1 2 3	1 2 3
PULSE	2000	2000
周波数範囲	2.6pps~10.989kpps	2.5pps~9.434kpps
	2.5pps~9.009kpps	1.9pps~7.936kpps

1. リスト 4-2 とリスト 4-3 はパルス発生機能のみ。

2. 定速時と開始 (停止) 時の周波数 (pps) を決める。

3. 周波数 (pps) から LOWPR, HIPR を計算する。

4. HIPR と LOWPR の差を計算し、ENDPI にする。

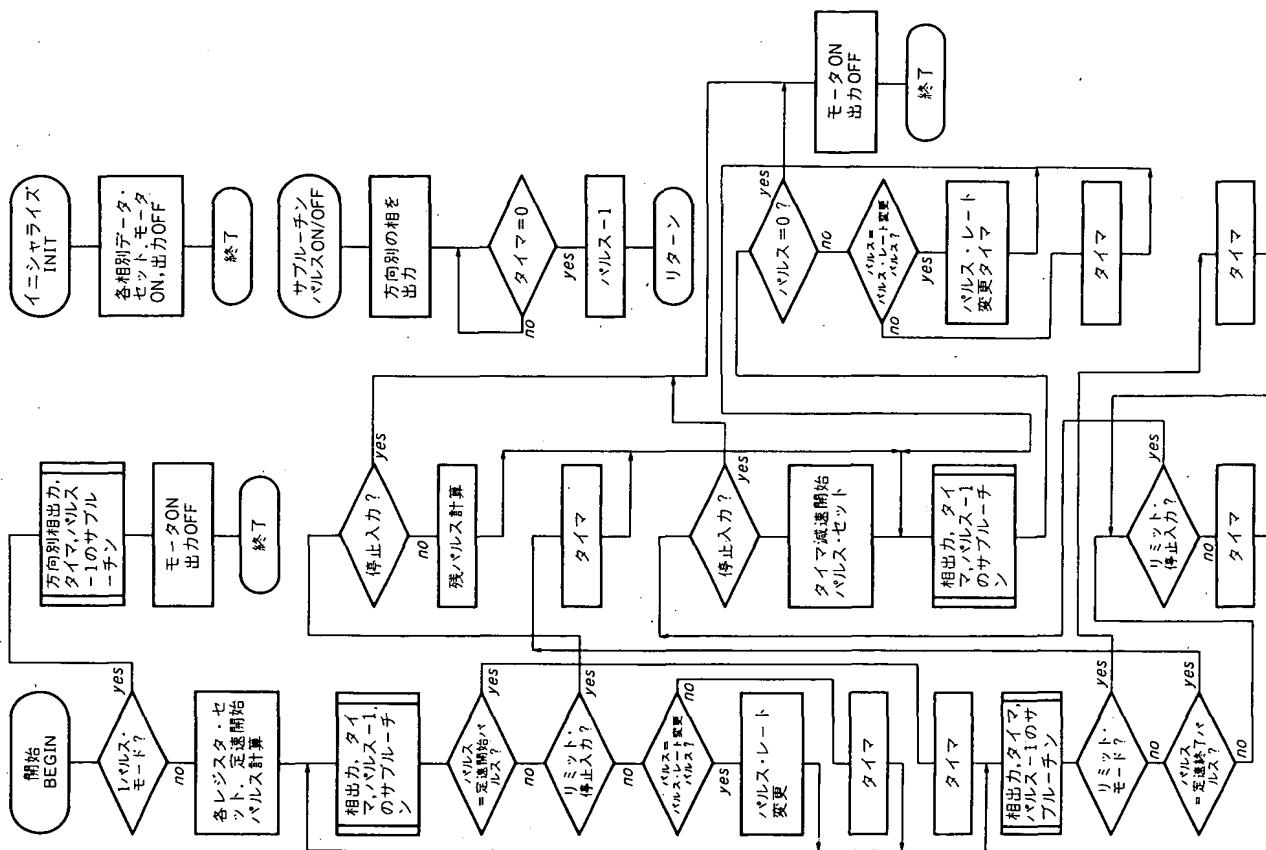
5. HIPR と LOWPR は整数のため、再度、周波数 (pps) を計算する。

6. PRATE, RRATE は通常 1 にする。急に加速減速する時は RRATE を増やし (N 倍)。

3 で求めた ENDP (1/N) を減らす。

7. PULSE は ENDP の 2 倍より大きくする。

図4.7 相励磁を加えたパルス発生プログラムのフローチャート



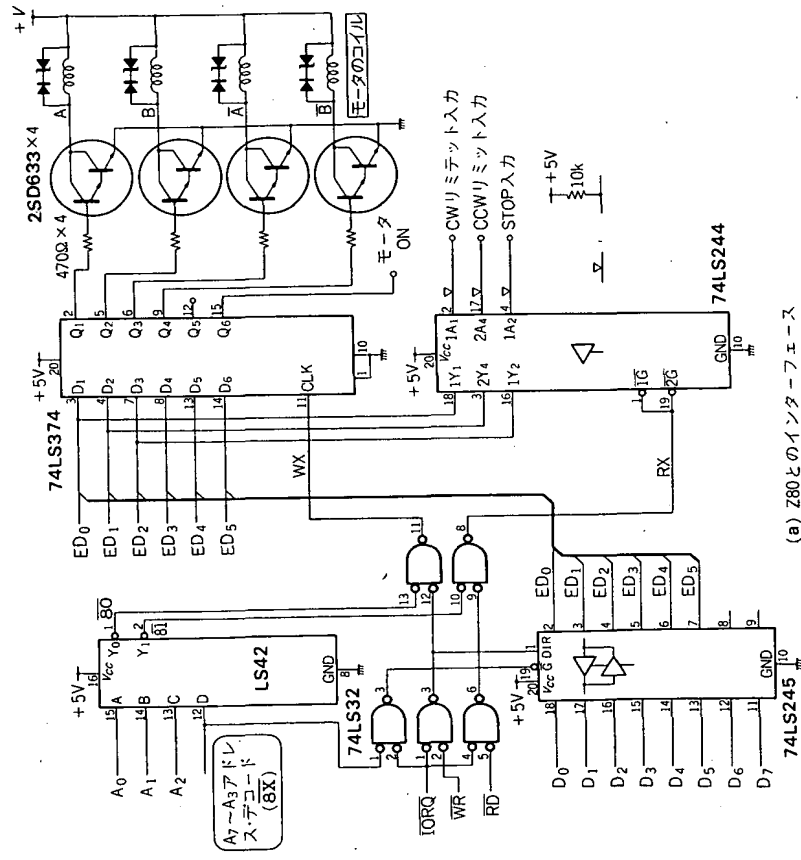
モードや即停止入力などの機能を追加しました。

相励磁の方法は各相出力のデータをテーブル上にパターンとしてもち、それを読み出して出力します。そのため、モータの励磁方法が容易に変更できます。ただし、追加機能のために前述のインバータ発生器よりも最高出力周波数は低下します。

PMM8713を使用した場合と、この方法での各入力パラメータを計算した場合の手順の例を表4.1に示します。

使用方法も前記とは異なります。まずイニシャライズとして、いったんINITをコールしておく必要があります。その後は、入力パラメータをセットしてから、BEGINをコールします。すると入力パラメータに沿った加減速動作(前掲の図4.5を参照)をします。そのフローチャートを図4.7に示します。

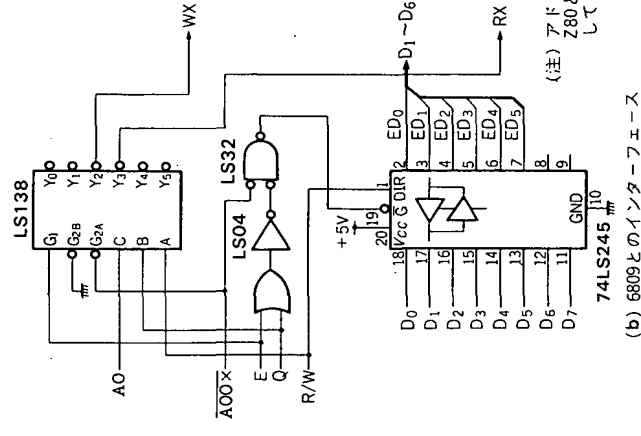
図4.8 マイコン・バスにインタフェースを追加した例



ただし、パルス出力方法と同様に、高速になるほど急にスピードが変わりますので、PRATE、RRATEの設定には注意を要します。

この場合の実際のインターフェース回路を図4.8に示します。図(a)の Z80 のシステムの場合は I/O アドレスを 80H に、図(b)の 6809 システムの場合は A000H に設定してあります。そして、このシステムの場合には  $D_0 \sim D_3$  までが意味のあるデータとして扱われています。リスト4.4 に Z80 版、リスト4.5 に 6809 版のプログラム実例を示します。

なお、以上で説明したマイコンによるステッピング・モータのパルス発生や相励磁では、マイコンがこれらの仕事に専念するようになっています。したがってモータの制御中はマイコンにほかの仕事を行わせることはできません。マイコンの仕事が複数並列になる場合には、第5章で述べるモータ制御専用のLSIの手を借りなければなりません。



(b) 6809とのインタ-フェース



リスト4.4 (つづき)

[illegible]

## リスト4.4 (つづき)

10F3	E6 01	AND	1	7
10F5	E6 04	INC	A	7
10F6	F5 04	OR	04H	7
10F7	F5 04	LD	B,A	7
10F8	D8 81	LD	A,(LIMIT)	111
10F9	07 81	LD	B	111
10FA	07 81	LD	8	111
10FB	07 81	LD	8	111
10FC	A8	XOR	B	114
10FD	20 10	JP	NZ,LNTON	112,7
10FE	FD E5	PUSH	1Y	115
10FF	FD E1	POP	1Y	114
1101	F5	PUSH	AF	111
1103	F5	POP	AF	110
1104	F1	POP	FLAT	110
1105	C3 100B	JP		
1108	E6 04	LNTON1: AND	04H	7
110A	C2 116A	JP	NZ,STOP	110
110B	09	EXX		114
110E	2A 8004"	LD	HL,(PULSE)	116
1111	59	LD	E,C	114
1112	59	LD	D,E	114
1113	AF	XOR	A	114
1114	ED 52	SEC	HL,DE	114
1116	40	LD	C,L	114
1117	44	LD	E,H	114
1118	03	EXX		114
1119	C3 1151	JP	DOWN	110
111C	E6 04	AND	04H	114
111E	C2 116A	JP	NZ,STOP	110
1121	D9	EXX		114
1122	ED 4B 8006"	LD	BC,(ENOP)	120
1126	D3	EXX		114
1127	C3 1151	JP	DOWN	110
112A	FD E5	PUSH	1Y	115
112C	FD E1	POP	1Y	114
112E	C3 1131	JP	SLOW1	110
1131	FD E5	PUSH	1Y	115
1133	FD E1	POP	1Y	114
1135	FD E5	PUSH	1Y	115
1137	FD E1	POP	1Y	114
1139	FD E5	PUSH	1Y	115
113B	FD E1	POP	1Y	114
113D	C3 1152	JP	SLOW	110
1140	FD E5	PUSH	1Y	115
1142	FD E1	POP	1Y	114
1144	FD E5	PUSH	1Y	115
1146	FD E1	POP	1Y	114
1148	FD E5	PUSH	1Y	115
114A	FD E1	POP	1Y	114
114C	FD E5	PUSH	1Y	115
114E	FD E1	POP	1Y	114
1150	D9	EXX		114
1151	AF	DOWN: XOR	A	114
1152	08	EXX	444+231X	114
1153	00 1172	SLOW: EX	AF,AF'	117,SHIFT,TIMER
1155	78	LD	PONOFF	117
1156			A,E	117



## リスト4.5 (つづき)

E01B	97 10	STA	<PHCNT	#4
E01D	97 14	STA	<ZERO	#4
E01F	39	RTS		#5
E020	96 08	BEGIN		#4
E022	84 04	LDA	<MODDIR	#2
E024	27 08	SEQ	#00000100	#3: 1 PULSE MODE ?
E026	8E 0001	LDX	<NOPLS	#1
E028	80 42	ESR	<PULSE	#3: TIMER 1
E02A	C4 0F	AND	<PULSE	#7: ON
E02D	39	RTS		#5
E02E	109E 04	LDY	<PULSE	#6
E031	9E 00	LDX	<LOWPF	#5
E033	DC 04	LDD	<PULSE	#5
E035	93 06	SUBD	<ENDP	#6
E037	DD 0C	STO	<STP	#5
E039	D6 08	LDB	<MODDIR	#4
E03A	C4 01	AND	<MODDIR	#1
E03D	5C 04	INCB		#2
E03E	CA 04	ORB	#04	#2
E040	D7 13	STB	<SAVE	#4
E042	4F	CLRA		#2
E043	8D 28	BSR	PONOFF	#7: SHIFT, TIMER, PULSE-1: 67: 8: X
E045	103C 0C	CMPI	<STP	#7
E048	27 53	BEQ	CONST	#3
E04A	F6 A001	LDB	LIMIT	#5
E04D	D4 13	AND	<LIMIT	#4
E04F	D8 13	EDR	<SAVE	#4
E051	26 79	ENE	LIMIT	#3
E053	4C	INCA	UP1	#2
E054	91 09	CMPI	<PRATE	#3
E056	26 08	ENE	UP1	#3
E058	4F	CLRA		#2
E059	D6 0A	LDB	<RRATE	#4
E05B	50	NEGB		#2
E05C	30 85	LEAX	B, X	#5
E05E	20 E3	BRA	UP	#3
E060	34 02	DELAY	ROUTINE ***	
E062	35 02	PSHS	A	#6
E064	7E E043	JMP	UP	#4
E067	15 0000	MOVLMT	DELAY	#5
E06A	16 0047	DELAY	LMTCX	#5
E06B		SUBROUTINE	(PHASE SHIFT, TIMER, PULSE-1)	
E06D	06 08	PONOFF	<MODDIR	#4
E06F	C4 01	AND	<MODDIR	#1
E071	27 18	BEQ	PHCW	#3
E073	D6 10	LDB	<PHCNT	#4
E075	5C	INCB		#2
E076	D1 11	CMPE	<CNTMAX	#4
E078	2F 1D	SLE	PHCW1	#3
E07A	D6 14	LDB	<ZERO	#4: CLS
E07C	D7 10	STB	<PHCNT	#4

## リスト4.5 相励磁を含むパルス発生プログラム (6809 用)

0001	CPU=6809			
0002	ORG	RAM		
0003	ORG	ROM		
0004	ORG	ROM		
0005	ORG	RAM		
0006	ORG	RAM		
0007	ORG	RAM		
0008	ORG	RAM		
0009	ORG	RAM		
0010	ORG	RAM		
0011	ORG	RAM		
0012	ORG	RAM		
0013	ORG	RAM		
0014	ORG	RAM		
0015	ORG	RAM		
0016	ORG	RAM		
0017	ORG	RAM		
0018	ORG	RAM		
0019	ORG	RAM		
0020	ORG	RAM		
0021	ORG	RAM		
0022	ORG	RAM		
0023	ORG	RAM		
0024	ORG	RAM		
0025	ORG	RAM		
0026	ORG	RAM		
0027	ORG	RAM		
0028	ORG	RAM		
0029	ORG	RAM		
0030	ORG	RAM		
0031	ORG	RAM		
0032	ORG	RAM		
0033	ORG	RAM		
0034	ORG	RAM		
0035	ORG	RAM		
0036	ORG	RAM		
0037	ORG	RAM		
0038	ORG	RAM		
0039	ORG	RAM		
0040	ORG	RAM		
0041	ORG	RAM		
0042	ORG	RAM		
0043	ORG	RAM		
0044	ORG	RAM		
0045	ORG	RAM		
0046	ORG	RAM		
0047	ORG	RAM		
0048	ORG	RAM		
0049	ORG	RAM		
0050	ORG	RAM		
0051	ORG	RAM		
0052	ORG	RAM		
0053	ORG	RAM		
0054	ORG	RAM		
0055	ORG	RAM		

## リスト4.5 (つづき)

E07E	E6 C5	0111	LDB	B,U	#5	#5:PHASE SHIFT
E080	F7 A000	0112	STX	POUT	#5	
E082	9F 0E	0113	STB	<WORK	#5	
E085	30 1F	0114	LEAX	SPEED	#5	
E087	28 FC	E085'	BNE	<WORK	#5	
E089	8E 0E	0115	LDX	<WORK	#5	
E08B	31 3F	0116	LEAY	-1,Y	#5	
E08D		0117	RTS		#5	
E08E	D8 10	0118			#5	
E090	5A	0119	LDB	PHCNT	#5	
E091	2A 07	0120	DECB		#5	
E093	D8 11	0121	BPL	PHCW2	#5	
E095	20 E5	E09A'	LDB	<GNTRAX	#5	
E097	7E E07C	E07C'	LDB	PHSFT	#5	
E09A	7E E095	0122	BRA	PHSFT	#5	
E09B		0123	PHCCW1	PHSFT	#5	
E09C		0124	PHCW2	PHSFT	#5	
E09D		0125	JMP	PHCW1	#4	
E09E		0126	JMP	PHCW1	#4	
E09F	9E 02	0127	LDB	PHCNT	#5	
E0A1	3A 7F	0128	CONST		#5	
E0A3	35 7F	0129	PSHS	CC,A,B,DP,X,Y,U	#15	
E0A5	20 00	0130	PULS	CC,A,B,DP,X,Y,U	#15	
E0A7	8D C4	E0A5'	BRA	CONST1	#3	
E0A9	96 08	E0A7'	BSR	FLAT	#3	
E0AB	84 02	0131	LDA	<MODIR	#4	
E0AD	28 B8	0132	BNE	#2	#4	
E0AF	109C 06	E067'	CMFY	MOVLMT	#3	
E0B2	27 30	0133	BEQ	<ENDP	#7	
E0B4	F6 A001	E0E4'	LDB	DOWN	#3	
E0B7	D4 13	0134	LDB	LIMIT	#5	
E0B9	D8 12	0135	ANDB	<SAVEB	#4	
E0BB	28 1E	0136	ENDB	<SAVEB	#4	
E0BD	34 02	0137	BNE	LMTON	#3	
E0BF	35 02	0138	PSHS	A	#6	
E0C1	7E E0A7	0139	PULS	A	#6	
E0C4	34 7F	0140	JMP	FLAT	#4	
E0C6	35 7F	0141	PSHS	CC,A,B,DP,X,Y,U	#15	
E0C8	12	0142	PULS	CC,A,B,DP,X,Y,U	#15	
E0C9	7E E0E3	0143	NOP	SLOW	#4	
E0CC	C4 04	0144	JMP		#4	
E0CE	26 32	0145	ANDB	#S04	#6:STOP ?	
E0D0	109F 15	0146	BNE	STOP	#6	
E0D3	DC 04	0147	STY	<SAVEP	#6	
E0D5	93 15	0148	LDD	<PULSE	#5	
E0D7	1F 02	0149	SUBD	<SAVEP	#6	
E0D9	20 00	0150	TER	D,Y	#6	
E0DB	C4 04	0151	BRA	DOWN1	#3	
E0DD	26 23	0152	ENB	#S04	#6:STOP	
E0DF	109E 06	0153	LDY	STOP	#3	
E0E2	20 04	0154	BRA	<ENDP	#6	
E0E4	34 7F	0155	PSHS	CC,A,B,DP,X,Y,U	#15	
E0E6	35 7F	0156	PULS	CC,A,B,DP,X,Y,U	#15	

## リスト4.5 (つづき)

E0E8	4F	0156	DOWN1	CLRA	#2	
E0E9	17 FF81	0157	* SLOW	LEBR	118*8X	
E0EC	108C 0000	E06D'	* STOP	CMFY	#0	#9:SHIFT, TIMER, PULSE-1:63*8X
E0F0	27 10	E102'	BEQ	INCA	STOP	#5
E0F2	4C	0171	CMFA	CMFA	<PRATE	#2
E0F3	91 09	0172	BNE	BNE	SLOW	#4
E0F5	26 CD	E0C4'	CLRA	CLRA	<PRATE	#3
E0F7	4F	0174	LDB	LDB	SLOW	#2
E0F8	D6 0A	0175	LEAX	LEAX	B,X	#4
E0FA	30 85	0176	PSHS	PSHS	X,Y	#5
E0FC	34 30	0177	PULS	PULS	X,Y	#3
E0FE	35 30	0178	BRA	BRA	SLOW	#3
E100	20 E7	E0E9'	* STOP	ANDB	#11011111	#2
E102	C4 DF	0180	STOP	STB	POUT	#5
E104	F7 A000	0181	* SLOW	RTS		#5
E107	39	0182	PTABLE	PTABLE	PT3.2,PT3.12,PT4.2,PT4.12,PT5.2,PT5.23	
E108	E114 E117	0183	PHASE PATTERN	PHASE PATTERN	PT3.2,PT3.12,PT4.2,PT4.12,PT5.2,PT5.23	
E114	22825	0184	* CCW	* CCW		
E117	212322262425	0185	PT3.2	PT3.2	23.26,25	
E118	23262C29	0186	PT3.12	PT3.12	21.23,22,26,24,25	
E119	21232226242C28	0187	PT4.2	PT4.2	23.26,2C,29	
E121	21232226242C28	0188	PT4.12	PT4.12	21.23,22,26,24,2C,29	
E123	23262C2831	0189	PT5.2	PT5.2	23.26,2C,38,31	
E12E	2327262C2C3C38	0190	PT5.23	PT5.23	23.27,26,2E,2C,3C,38,39,31,33	
E138	020603070409	0191	* MAXTEL	* MAXTEL	02.05,03,07,04,09	
E139		0192	END	END		

## XXXX SYMBOL TABLE XXXX

BEGIN	E020	CNTRAX	0011	ENDP	0006	CONST	E0A5	HIPR	0002	CONST1	E0A5	DELAY	E08A
DOWN1	E0E3	LMTON	0008	NOIPLS	E02E	FLAT	E0A7	LOMPR	0000	HIPR	0002	INIT	E080
LMTCHK	E0B4	NOIPLS	E02E	PHCW2	E09A	LMTON1	E0C8	PHCCW1	E097	LOMPR	0000	MAXTEL	E138
MOVLMT	E097	PHCW2	E09A	PT3.12	E114	PHSFT	E07C	PONOFF	E06D	PHCCW1	E097	PHCNT	0010
PHCW1	E095	PT3.12	E114	PULSE	0004	PT4.12	E121	PT4.12	E110	PONOFF	E06D	POUT	A000
PTABLE	E108	SAVEP	0015	UP	E043	RAM	0000	RAM	E000	PT4.12	E110	PT5.2	E123
SAVEB	0013	UP	E043			SLOW	E060	SLOW	E0C4	PT5.2	E110	RRATE	000A
STTP	000C					WORK	0006	WORK	0006	RRATE	E000	SPEED	E085
										SPEED	E085	ZERO	0014
										ZERO	0014		